

THOMSON

DELPHION

RESEARCH

PRODUCTS

INSIDE DELPHION

My Account | Products

Search: Quick/Number Boolean Advanced Derive

## The Delphion Integrated View

Buy Now:  PDF | [More choices...](#)Tools: Add to Work File: [Create new W](#)View: INPADOC | Jump to:  E

 Title: **JP2001168430A2: HIGH PULSE REPETITION RATE PULSE POWER SOURCE SYS PROVIDED WITH FAST RISE TIME AND LOW LEAKAGE CURRENT**


 Country: JP Japan  
 Kind: A2 Document Laid open to Public inspection !


 Inventor: PARTLO WILLIAM N;  
 BIRX DANIEL L;  
 NESS RICHARD M;  
 ROTHWEIL DANIEL A;  
 MELCHER PAUL C;  
 SMITH BRETT D;

 Assignee: CYMER INC  
[News, Profiles, Stocks and More about this company](#)

 Published / Filed: 2001-06-22 / 2000-08-09

 Application Number: JP20002000277282

 IPC Code: H01S 3/097; H01S 3/225; H02M 9/04;

 Priority Number: 1999-08-09 US19991999370739

 Abstract:


PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a high pulse rate pulse power source system with fast rise time and low leakage current.

SOLUTION: A high pulse rate pulse power source for supplying controlled high energy electrical pulses at repetition rate of 2,000 Hz or higher. The source includes a pulse generating circuit including a charging capacitor, a semiconductor switch, and a current-limiting inductor. Pulses generated in the pulse generating circuit are compressed in at least two pulse compression circuits and a step-up pulse transformer increase peak voltage to at least 12,000 volts. An ultra-fast regulated power supply is provided for charging the charging capacitor in less than 400 microseconds and a pulse control system, including a programmed processor controls the charging of the charging capacitor to an accuracy of less than about one percent at a rate of at least 2,000 charges per second.

COPYRIGHT: (C)2001,JPO

 INPADOC None [Buy Now: Family Legal Status Report](#)

Legal Status:

 Designated Country: AE AG AL AM AP AT AZ BA BB BG BR BY BZ CA CH CN CR CU CZ DE DK DM DZ EA EE EP ES FI GB GD GE GH GM HR HU ID IL IN IS

 Family: [Show 18 known family members](#)

 Other Abstract Info: DERABS G2001-315935



[Nominate this](#)



for the Gallery...

© 1997-2003 Thomson Delphion

[Research Subscriptions](#) | [Privacy Policy](#) | [Terms & Conditions](#) | [Site Map](#) | [Contact U](#)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-168430

(P2001-168430A)

(43) 公開日 平成13年6月22日 (2001.6.22)

(51)Int.Cl.	識別記号	F I	キーワード* (参考)	
H 0 1 S	3/097	H 0 2 M	9/04	C
	3/225	H 0 1 S	3/097	A
H 0 2 M	9/04		3/223	E

審査請求 有 請求項の数26 OL 外国語出願 (全 60 頁)

(21) 出願番号 特願2000-277282(P2000-277282)

(22) 出願日 平成12年8月9日(2000.8.9)

(31) 優先権主張番号 09/370739

(32) 優先日 平成11年8月9日(1999.8.9)

(33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 597014361

サイマー インコーポレイテッド

アメリカ合衆国 カリフォルニア州

92127-1815 サン ディエゴ テクノロ

ジー ドライブ 16275

(72) 発明者 ウィリアム エヌ バートロ

アメリカ合衆国 カリフォルニア州

92064 ポーウェイ ベドリーザ ドライ

ヴ 12634

(74) 代理人 100059959

弁理士 中村 稔 (外9名)

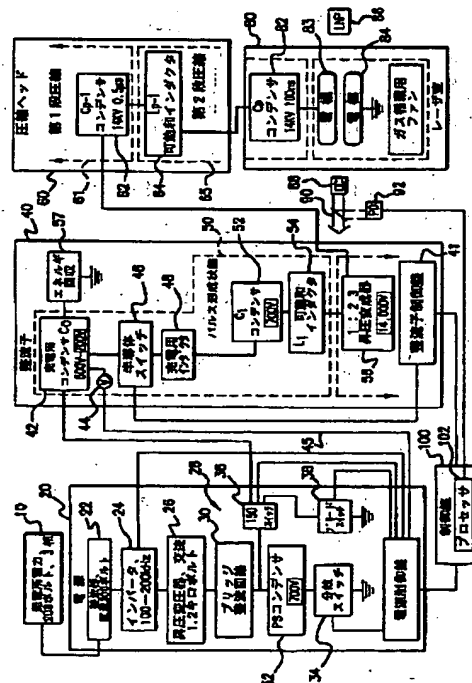
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 早い立ち上がり時間と小さな漏れ電流を備えた高パルス繰返数パルス電源システム

(57) 【要約】

【課題】 早い立ち上がり時間と小さな漏れ電流を備えた高パルス繰返数パルス電源システムを提供することを目的とする。

【解決手段】 制御された高エネルギー電気パルスを、2,000Hz以上の繰返数で供給するための高パルス繰返数パルス電源。前記電源は、充電用コンデンサと、半導体スイッチと、限流インダクタを持つパルス発生回路を含む。前記パルス発生回路において発生したパルスは、少なくとも2つのパルス圧縮回路において圧縮され、また、昇圧パルス変成器が少なくとも12,000ボルトにピーク電圧を増大させる。超高速調節された電源が、前記充電用コンデンサを400マイクロセカンド未満で充電するために準備され、また、プログラムされたプロセッサを含むパルス制御システムが、前記充電用コンデンサの前記充電を、毎秒少なくとも2,000回の充電速度の状態で約1パーセント未満の精度に制御する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 1対の電極にパルス電力を供給する高パルス繰返数パルス電源であって、

A) 1) 600ボルトを超える電圧において電荷を蓄積するための充電用コンデンサと、

2) 半導体スイッチと、

3) 3ジュールを超える電気エネルギーと600ボルトを超えるピーク電圧を持つ電気パルスを発生させるための限流インダクタを含むパルス発生回路；

B) 第1のパルス圧縮を準備する第1のパルス圧縮回路と、第2のパルス圧縮を準備する第2のパルス圧縮回路とを定め、各々の圧縮回路は、コンデンサ列と可飽和インダクタを含み、前記第2のパルス圧縮回路は、6つ未満の巻数を持つ第2の可飽和インダクタを含むような、少なくとも2つのパルス圧縮回路；

C) 複数の電氣的に並列な1次巻線と、少なくとも1つの実質的に直線の導体を持つ2次巻線を含むような、該電気パルスの該ピーク電圧を少なくとも12,000ボルトに増加させるための昇圧パルス変成器；

D) 前記充電用コンデンサを、少なくとも600ボルトで、少なくとも3ジュールの電気エネルギーを用いて、400マイクロ秒未満で充電するための、超高速調節された電源；及び

E) 前記充電用コンデンサの該充電を、毎秒少なくとも2000回の充電速度で、1パーセント未満の精度に制御するためのプロセッサを含む超高速パルス制御システム、を含むことを特徴とするパルス電源。

【請求項2】 前記第2のパルス圧縮回路の前記可飽和インダクタは、3つ未満の巻数を持つことを特徴とする請求項1に記載のパルス電源。

【請求項3】 前記第2のパルス圧縮回路は、1つのピーキング・コンデンサ列を持つことを特徴とする請求項1に記載のパルス電源。

【請求項4】 前記第2のパルス圧縮回路は、各々の列がインダクタンスによって前記電極から分離されているような、2つの別々のコンデンサ列を持つことを特徴とする請求項1に記載のパルス電源。

【請求項5】 前記インダクタンスは、1つの可飽和インダクタによって準備されることを特徴とする請求項4に記載のパルス電源。

【請求項6】 前記昇圧変成器は、前記第1の圧縮回路の一部であることを特徴とする請求項1に記載のパルス電源。

【請求項7】 前記少なくとも一つの実質的に真っ直ぐな導体と、4本の真っ直ぐな棒が、電氣的に直列に接続されたことを特徴とする請求項1に記載のパルス電源。

【請求項8】 前記複数の1次巻線は、少なくとも20の1次巻線であることを特徴とする請求項1に記載のパルス電源。

【請求項9】 前記調節された電源は、前記充電用コン

デンサの電圧を目標とする制御電圧にブリード・ダウンするための、スイッチと抵抗器とを持つような、ブリード・ダウン回路を含むことを特徴とする請求項1に記載のパルス電源。

【請求項10】 前記電源は、電気放電レーザの部品であり、且つ、各々のパルスがパルス・エネルギーを定めるようなレーザ・パルスを発生させるために、前記レーザの電極間に放電を発生させるための電気パルスを供給することを特徴とする請求項1に記載のパルス電源。

【請求項11】 前記レーザ・パルスのエネルギーを監視するためのパルス・エネルギー・モニタを更に含むことを特徴とする請求項10に記載のパルス電源。

【請求項12】 前記充電用コンデンサの該充電を制御するための前記プロセッサは、少なくとも1つの以前のパルスのパルス・エネルギーに基づいて、パルスの制御電圧を計算するアルゴリズムをプログラムされていることを特徴とする請求項11に記載のパルス電源。

【請求項13】 前記少なくとも1つの以前のパルスは、パルスのバースト内の全てのパルスを含むことを特徴とする請求項12に記載のパルス電源。

【請求項14】 前記少なくとも1つのパルスは、また、それ以前のバースト内のパルスを含むことを特徴とする請求項13に記載のパルス電源。

【請求項15】 前記少なくとも2つの圧縮回路は、2つの圧縮回路であり、且つ、前記第2の圧縮回路の該コンデンサは、ピーキング・コンデンサであることを特徴とする請求項1に記載のパルス電源。

【請求項16】 前記パルス発生回路、前記圧縮回路、前記パルス変成器、及び、前記電源は、2つの電極を定める電気放電レーザ・システムの部品を持つモジュール内に組み立てられていることを特徴とする請求項1に記載のパルス電源。

【請求項17】 前記レーザ・システムは、エキシマ・レーザ・システムであることを特徴とする請求項16に記載のパルス電源。

【請求項18】 前記エキシマ・レーザ・システムは、KrFレーザ・システムであることを特徴とする請求項17に記載のパルス電源システム。

【請求項19】 前記モジュールが、空冷されることを特徴とする請求項18に記載のパルス電源システム。

【請求項20】 前記可飽和インダクタは、少なくとも1つの実機能を持って、ポット型容器に収容されている油面を定めている変圧器油に浸され、前記油面は、前記少なくとも1つのシール継目の全ての下にあることを特徴とする請求項19に記載のパルス電源システム。

【請求項21】 少なくとも1つの前記可飽和インダクタは、少なくとも1つの磁束排除片を含むことを特徴とする請求項1に記載のパルス電源システム。

【請求項22】 前記コンデンサとインダクタとは、銅覆回路基板と、該コンデンサとインダクタとを該銅覆回

路基板に接続するためのボルトとを用いて、電気的に接続されることを特徴とする請求項1に記載のバルス電源システム。

【請求項23】 前記2つの電極の一方は、接地され、且つ、前記バルス電源システムは、前記2つの電極の他方に負の高電圧を準備することを特徴とする請求項16に記載のバルス電源システム。

【請求項24】 前記2つの電極の一方は、接地され、且つ、前記バルス電源システムは、前記2つの電極の他方に正の高電圧を準備することを特徴とする請求項16に記載のバルス電源システム。

【請求項25】 前記バルス発生回路は、負のバルスが発生するための第1のバルス発生回路であり、且つ、正のバルスが発生させるための第2のバルス発生回路を更に含み、前記第1のバルス発生回路と前期第2のバルス発生回路とは、該電気放電レーザの双極性作動を生み出すために、交番バルスが発生するように制御されていることを特徴とする請求項16に記載のバルス電源システム。

【請求項26】 前記エキシマ・レーザ・システムは、ArFレーザ・システムであることを特徴とする請求項17に記載のバルス電源システム。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、1997年12月15日出願のシリアルナンバ第08/990,848及び1998年6月18日出願のシリアルナンバ第09/118,773の一部継続である。本発明は、バルス電源システム、より明確には、電気放電レーザ用高バルス繰返数バルス電源システムに関する。

##### 【0002】

【従来の技術】 一般的なガス放電レーザにおいて、利得媒質は、電気放電により2つの細長い電極の間で循環ガスにされる。放電を開始するには、超高電圧が通常必要とされるが、一旦放電が開始されると、プラズマが作り出され、それが電極間の電気抵抗値をほぼ零に減少させ、ほぼ短絡回路と言えるものを効果的に作り出す。このことは、一旦放電が開始されると電流を制限するための方法を必要とする。これら2つの問題に対処する一般的な方法は、電極に対して並列に「ピーキング」コンデンサ(Cp)を準備することである。ピーキング・コンデンサは、放電開始に必要な電圧で周期的に充電されるが、1バルスに十分な電気エネルギーのみを充電される。高電圧によって作り出された、電極間のほぼ短絡した回路は、ピーキング・コンデンサのエネルギーを消耗させ、バルスを終了させる。高バルス繰返数電気放電レーザ（即ち、毎秒1000バルス）においては、ガス循環システムが電極間にガスの流れ（1,000インチ/秒のような）を作り出し、それは、それぞれのバルスの結果としてもたらされる電極間のイオン化ガスを、次のバ

ルスに先立って、新鮮なガスと急速に交換する。次のバルスは、前のバルスと同じように、ピーキング・コンデンサに、次の急速充電をすることによって発生される。従って、ピーキング・コンデンサに、毎秒1,000回のような目標とするバルス繰返数での1バルスにとって十分な電圧と電気エネルギーとを準備することが、バルス電源システムの仕事である。

【0003】 従来技術のシステムにおいては、ピーキング・コンデンサは、充電用コンデンサCoを充電するための高電圧スイッチと、充電用コンデンサのエネルギーをピーキング・コンデンサに移すための、サイラトロンのような高電圧スイッチとを用いる12-20キロボルト直流電源から充電される。別の従来技術バルス電源システムでは、ピーキング・コンデンサの必要とされる急速反復する高電圧で高エネルギーの充電を提供するために、磁気バルス圧縮回路を使用する。実施例は米国特許第5,448,580号および第5,313,481号に開示されており、それらは本出願の参照文献として取り入れられている。これらの回路は通常、多段LC回路網を利用し、それは比較的長く、比較的低電圧のバルスを、必要とされる非常に短い高電圧パルスへと変換する。

##### 【0004】

【発明が解決しようとする課題】 従来技術は、1,000Hzの範囲内におけるバルス繰返数の状態でのエキシマ・レーザのような工業用ガス放電レーザ用の超高電圧短バルスを供給する、バルス電源システムを含む。これらのレーザは、所定の保守点検時の短い停止期間だけを除き、多くの週にわたって1日24時間、信頼できる形で作動することが必要とされる。今日、2,000Hzから5,000Hz、さらにそれ以上の範囲のバルス繰返数の下で作動できる、信頼性が増したバルス電源システムの必要性が存在する。

##### 【0005】

【課題を解決するための手段】 本発明は、繰返数が最大4,000Hz或いはそれ以上の、制御された高エネルギー電気バルスを供給する、高バルス繰返数バルス電源を提供する。電源は、充電用コンデンサ、半導体スイッチ、および限流インダクタを含むバルス発生回路を持つ。バルス発生回路中で発生されたバルスは、少なくとも2つのバルス圧縮回路において圧縮され、また、昇圧バルス変成器がピーク電圧を少なくとも12,000ボルトに増大させる。超高速に調節された電源が、充電用コンデンサを200マイクロセカンド未満で充電するために準備され、また、プログラムされたプロセッサを持つバルス制御システムが、最大毎秒4000以上の充電の繰返数において約1パーセント未満の精度で充電用コンデンサの充電を制御する。

【0006】 ガス放電レーザ用の電気バルスを準備するのに役立つ本発明の好ましい実施形態は、最大4000

Hz 或いはそれ以上のパルス繰返数において、パルス当たり最大5.5ジュールのパルスを与える。この実施形態においては、ピーキング・コンデンサは、電圧ゼロから約16,000ボルトの放電電圧まで、100ナノ秒未満で最大5.5ジュールまで充電される。これは、従来技術の設計よりも十分に早く、レーザ発振効率の面で顕著な改善をもたらす。より早いこの立ち上がり時間は、2段のパルス圧縮と1:2.3のパルス変成器とを、第1段および第2段の間に2次的「巻線」として4分割された真直ぐなステンレス鋼棒を用いて達成される。この好ましい実施形態においては、それぞれのパルスのパルス・エネルギーは、フィードバック制御システムを用いて制御され、そこでは以前のパルスのエネルギーが計測され、その計測結果は充電用コンデンサに対する制御電圧を決定するために使用される。この充電用コンデンサはそれから、調節電源を用いて制御電圧まで充電される。極めて急速な精密充電が与えられ、充電用コンデンサは、約3ボルト/マイクロ秒の割合で制御電圧を数ボルト超過するところまで充電され、次いで分岐回路を通して制御電圧の示す値にブリード・ダウンされる。

#### 【0007】

【発明の実施の形態】本発明の好ましい実施形態を、図面を参照して説明する。

(第1の好ましい実施形態)工業用狭帯域K<sub>r</sub>Fエキシマ・レーザ用パルス電源システムである、本発明の第1の好ましい実施形態は、ブロック図の形で図1に示される。この好ましい実施形態の簡略化された組合せブロックおよび回路図が図2に示される。図は、208ボルト、3相の標準的発電所交番電流を、エキシマ・レーザにおけるピーキング・コンデンサ上の、パルス繰返数が2,000Hz、或いはそれ以上における0.5ジュールから6ジュール、12キロボルトから22キロボルトの電気パルスへと変換するために、出願者によって作成され、且つ、試験された好ましい実施形態を示す。最初に、システムについて以下に説明され、システムの個々のモジュールおよび部品の幾つかの重要な細目に関する幾つかのより詳細な説明が続く。

【0008】(システムの説明)この好ましい実施形態は、図1および図2に示されるように4つの別々のモジュールとして製造されており、それらの各々はエキシマ・レーザ・システムの重要部品となり、また、各々は、部品故障の場合や通常の予防的保守点検プログラム中に素早く交換できる。これらのモジュールは、出願者によって、高電圧電源モジュール20、整流子モジュール40、圧縮ヘッド・モジュール60、およびレーザ室モジュール80と呼ぶものとする。

【0009】(高電圧電源モジュール)高電圧電源モジュール20は、電源10からの208ボルト、3相の発電所電力を直流300ボルトに変換する、300ボルト

用整流器22を含む。インバータ24は、整流器22の出力を、100kHzから200kHzの範囲内の、高周波300ボルトのパルスへと変換する。インバータ24の周波数とオン周期とは、システムの最終の出力パルス・エネルギーのコース調節を準備するために、HV電源制御盤21によって制御される。インバータ24の出力は、昇圧変圧器26において約1200ボルトに昇圧される。変圧器26の出力は、標準ブリッジ整流回路30と平滑コンデンサ32とを含む整流器28によって直流1200ボルトに変換される。回路30からの直流電気エネルギーは、図1に示されるように、インバータ24の作動を制御するHV電源制御盤21に指令されて、整流子モジュール40の8.1μF C<sub>o</sub>充電用コンデンサ42を充電する。HV電源制御盤21内の設定点は、レーザ・システム制御盤100によって設定される。

【0010】図1に示されるこの実施形態において、レーザ・システム用のパルスエネルギー制御が、電源モジュール20によってもたらされることに注目すべきである。整流子40における電気回路と圧縮ヘッド60とは、単に、電源モジュール20によって充電用コンデンサ42に蓄積された電気エネルギーを増幅し、圧縮する役目を果たす。この制御の例として、図1は、充電サイクルの間は半導体スイッチ46によって下流の回路から分離されている充電用コンデンサ42に対して、700ボルトを与えるように制御盤100が電源を制御したことを示す。

【0011】(整流子モジュール)整流子モジュール40は、この実施形態においては、全体静電容量8.1μFをもたらすために並列に接続されたコンデンサ列である。C<sub>o</sub>充電用コンデンサ42を含む。電圧分置器44は、フィードバック電圧信号をHV電源制御盤21に与えるが、その信号は、制御盤21により、コンデンサ42の充電をある電圧(「制御電圧」と呼ばれる)に制限するために使用され、その電圧がパルスに形成され、整流子40と圧縮ヘッド60とで圧縮され、且つ増幅された時、目標とする放電電圧をピーキング・コンデンサ82に対して、および電極83と84との間に作り出す。

【0012】(パルス繰返数が毎秒2,000パルスにおいて、3ジュール、14,000ボルトの範囲にある電気パルスを提供するように設計された)この実施形態においては、充電用コンデンサ42を700ボルトに充電するために、電源20にとって約250マイクロ秒(図6Aに示されるように)が必要とされる。従って、整流子制御盤41からの信号が半導体スイッチ44-46を閉じ、それによって、充電用コンデンサに蓄積された3ジュールの電気エネルギーを、電極83と84との間の14,000ボルト放電へと変換する超高速段階を開始する時、充電用コンデンサ42は、目標とする電圧で十分に充電され、安定である。この実施形態において、半導体スイッチ46はIGBTスイッチであるが、

SCR、GTO、及びMCTなどのような、他のスイッチ技術も使用される。600 nH充電用インダクタ48は、半導体スイッチ46に直列であり、C<sub>o</sub>充電用コンデンサ42を放電させるためにスイッチ46が閉じている間、それを通る電流を一時的に制限する。

【0013】(パルス発生段階)パルス発生50の第1段階用として、このように充電用コンデンサ42の電荷は、図6Bに示されるように、C<sub>i</sub>8.5  $\mu$ Fコンデンサ52に約5マイクロセカンドで切り替えられる。

【0014】(圧縮の第1段階)可飽和インダクタ54は、コンデンサ52の電圧を阻止し、次いで飽和された状態となり、圧縮61の第1段階のために、図6Cに示されるように、コンデンサ52から1:23昇圧パルス変成器56を通してC<sub>p-I</sub>コンデンサ62への電荷の転送を、転送時間約550ナノセカンドでできるようにする。パルス変成器56の設計は以下に説明される。性能について言えば、該変成器は極めて効率的なパルス変成器であり、700ボルト、17,500アンペア、550ナノセカンドのパルス繰返数を16,100ボルト、760アンペア、550ナノセカンドのパルスに変成し、それは極めて一時的に、圧縮ヘッド・モジュール60のC<sub>p-I</sub>コンデンサ列62に蓄積される。

【0015】(圧縮ヘッド・モジュール)圧縮ヘッド・モジュール60は更に、パルス幅を圧縮する。

【0016】(圧縮の第2段階)L<sub>p-I</sub>可飽和インダクタ64(約125 nHの飽和インダクタンスを持つ)は、16.5 nF C<sub>p-I</sub>コンデンサ列62の電圧をほぼ550ナノセカンドの間阻止し、次いでC<sub>p-I</sub>の電荷が、レーザ室80の頂部に設置され、且つ、電極83と84とに対して並列に電気的に接続された16.5 nF C<sub>p</sub>ピーキング・コンデンサ82に流れる(約100ナノセカンドで)ことを可能にする。C<sub>p</sub>ピーキング・コンデンサ82を充電するために、550ナノセカンド長のパルスを100ナノセカンド長のパルスに変成することは、図1において65で示すように、圧縮の第2段階と最終段階とを形成する。

【0017】(レーザ室モジュール)レーザ室モジュール80の頂部に設置され、且つレーザ室モジュールの部品であるピーキング・コンデンサ82に、電荷が流れ始めて約100ナノセカンドの後、ピーキング・コンデンサ82の電圧は約14,000ボルトに達し、電極間の放電が始まる。放電は約50ナノセカンド続き、その間にエキシマ・レーザの共振室内でレーザ発振が起きる。共振室は、本実施例においては、3-プリズムのビーム拡大器、同調ミラー、エシエル格子、および、この実施例においては、10パーセントRミラーを持つ出力カプラ88を含むような、伝送路を狭くするパッケージ86によって範囲を定められる。このレーザ用のレーザ・パルスは、約10ミリジュールの、狭帯域20ナノセカンド及び248ナノメートルのパルスで、繰返数が毎秒2

000パルスである。このパルスはレーザ光線90を規定し、その光線のパルスはフォトダイオード92によって監視される。

【0018】(パルス・エネルギーの制御)フォトダイオード92からの信号は、制御盤100のプロセッサ102に伝達され、プロセッサはこのエネルギー信号と、好ましくは他の過去のパルス・エネルギー・データとを使用し、次の、及び/又は、将来のパルス用の指示電圧を設定する。レーザが一連の短いバースト(約0.1秒のむだ時間によって隔てられる、2000 Hzにおける100パルス、0.5秒のバーストのような)で動作するような好ましい実施形態においては、制御盤100のプロセッサ102は、特別なアルゴリズムによってプログラムされるが、それは、パルスからパルスへのエネルギー変動を最小にし、またバーストからバーストへのエネルギー変動も最小にする目的で、次に続くパルス用の制御電圧を選択するため、そのバースト中にある全ての以前のパルスのエネルギー信号、及び他の過去のパルス特性データと共に、最も最近のパルス・エネルギー信号を使用する。この計算は、このアルゴリズムを用いて約35マイクロセカンドの間に、制御盤100のプロセッサ102によって実行される。レーザ・パルスは、図6Cにおいて示されるIGBTスイッチ46のT<sub>o</sub>点火後、約5マイクロセカンドで発生し、約20マイクロセカンドはレーザ・パルス・エネルギーのデータを集めるのに必要とされる。(スイッチ46の点火開始はT<sub>o</sub>と呼ばれる。)従って、新しい制御電圧値は、前のパルス(2,000 Hzにおいては点火周期は500マイクロセカンド)のためのIGBTスイッチ46の点火後、約70マイクロセカンドで準備が整う(図6Aに示すように)。このアルゴリズムの特徴は、非常に詳細に米国特許申請通し番号第09/034,870において説明されており、それは本出願において参照されている。

【0019】(エネルギーの回収)この好ましい実施形態は、充電用コンデンサ42にある前のパルスからの過剰なエネルギーを回収する電子回路を準備し、それは十分に浪費エネルギーを減少させ、レーザ室80の、後に続くリッキングを事実上除去する。これは、エネルギー回収インダクタ58とエネルギー回収ダイオード59とが、C<sub>o</sub>充電用コンデンサ42を横切って並列に接続された直列組合せから成る、エネルギー回収回路57によって達成される。パルス電源システムのインピーダンスが、室のそれに正確には合致していないという理由で、また、室のインピーダンスがパルス放電の間に数桁変動するという事実に基づいて、負の方向に進行する「反射」が主パルスから発生され、それはパルス発生システムの前端に向かって伝播して戻る。圧縮ヘッド60と整流子40とを通過して過剰なエネルギーが伝播して戻った後、コントローラによるトリガ信号の除去により、スイッチ46が開く。エネルギー回収回路57は、ダイオード59によるインダ

クタ58の電流反転に対して押さえられている無共振の回転(充電用コンデンサ42とエネルギー回収回路58とで作られたL-C回路のリングの半サイクル)を通して充電用コンデンサ42に負の電圧を発生させた、反射の極性を反転させる。結果的に、室80からの実質的に全ての反射エネルギーが、それぞれのパルスから回収され、次のパルスに利用できるよう準備された正の電荷として充電用コンデンサ42に蓄積される。図6は、コンデンサC<sub>0</sub>、C<sub>1</sub>、C<sub>p-1</sub>、およびC<sub>p</sub>の電荷を示している時間線チャートである。チャートは、C<sub>0</sub>へのエネルギー回収の過程を示す。

【0020】(磁気スイッチのバイアスかけ)可飽和インダクタにおいて使用される磁気材料の全B-H曲線の振れを完全に利用する目的で、スイッチ46を閉じることによってパルスが開始される時にそれぞれのインダクタが逆飽和されるよう、直流バイアス電流が与えられる。整流子可飽和インダクタ48および54の場合において、このことは、インダクタを通る逆方向(正常なパルス電流の流れに対して)の約15アンペアのバイアス電流の流れを与えることによって達成される。このバイアス電流は、バイアス電流源120によって、分離インダクタL<sub>b1</sub>を介して与えられる。実際の電流の流れは、矢印B1によって示されるように、電源から整流子の接地、パルス変成器の一次巻線、可飽和インダクタ54、可飽和インダクタ48、そして分離インダクタL<sub>b1</sub>を通してバイアス電流源120に戻る。

【0021】圧縮ヘッドの可飽和インダクタの場合においては、約5アンペアのバイアス電流B2は、第2のバイアス電流源126から、分離インダクタL<sub>b2</sub>を通して与えられる。圧縮ヘッドにおいては、電流は分かれて、一部B2-1が可飽和インダクタL<sub>p-164</sub>を進み、分離インダクタL<sub>b3</sub>を通して第2のバイアス電流源126に戻る。残りの電流B2-2は、圧縮ヘッド60と整流子40とを接続しているHVケーブルを通り、パルス変成器の2次巻線を通して接地へと、そしてバイアスをかけている抵抗器を通して第2のバイアス電流源126へと戻る。この第2の、より小さな電流は、パルス変成器をバイアスするのに使用され、その結果、パルス変圧器もまた、パルスがかけられた作動にリセットされる。2つの脚に分かれて入る電流の量は、それぞれの経路中の抵抗値によって決定され、それぞれの経路が正しいバイアス電流量を受け取るように意図して調節される。

【0022】(電流の流れの方向)この実施形態においては、発電所電源10から電極へ、そして電極84を超えて接地へと、システムを通るパルス・エネルギーの流れは、「順方向流」と呼ばれ、また、この方向を順方向と呼ぶ。可飽和インダクタのような電気部品が順方向に導通されているという場合、「パルス・エネルギー」をレーザ室の電極に向けて導通させるための飽和へとバイアス

されているという意味である。それが逆に導通されている場合、エネルギーを充電用コンデンサに向けて電極から離れる方向に導通させるための飽和へとバイアスされる。システムを通る電流の流れ(もしくは電子の流れ)の実際の方向は、システムの中のどこから見るかに依存する。電流の方向が存在すると混乱する可能性があるもので、上述のようにそれを除去したのである。

【0023】この好ましい実施形態においては、スイッチ46が閉じられた場合に、電流がコンデンサ42から、インダクタ48を通してC<sub>1</sub>コンデンサ52(これは電子が実際には反対の方向に流れていることを意味する)に向かう方向で流れるように、C<sub>0</sub>は、(例えば)正の700ボルトで充電される。同じように電流の流れは、C<sub>1</sub>コンデンサ52から、パルス変成器56の1次側を通して接地へ向かう。従って、電流とパルス・エネルギーとの方向は、充電用コンデンサ42からパルス変成器56に向かう同じ方向である。以下に「パルス変成器」と題した節で説明されるように、パルス変成器56の1次ループと2次ループとの両方における電流の流れは、両方とも接地に向けてである。結果的に、放電の間のパルス変成器56と電極との間の電流の流れは、電極から離れて、変成器56に向かう方向である。従って、放電の間の電子の流れの方向は、接地からパルス変成器56の2次巻線を通して一時的にC<sub>p-1</sub>コンデンサ62に行き、インダクタ64を通して一時的にC<sub>p</sub>コンデンサ82に行き、インダクタ81を通り、放電プラズマを介して電極84(これは放電用カソードである)を通り、そして電極83を通して接地へ戻る。従って電子は、パルス変成器56の間で、放電の間、パルス・エネルギーと同じ方向に流れる。放電の後直ちに、電流と電子との流れは上で説明したように逆にされ、また、この実施形態においては、その逆の電流の流れを処理するために、エネルギー回収と題した節において、上述のような特別の準備がなされてきた。

【0024】(電源の詳細な説明)好ましい実施形態の電源部分のより詳細な回路図が図3に示されるように、整流器22は、+150ボルトから-150ボルトの直流出力を持つ、6パルス位相制御整流器である。インバータ24は、実際には3つのインバータ、24A、24B、および24Cである。インバータ24Bと24Cとは、8μFC充電用コンデンサ42の電圧が指示電圧より50ボルト少ない場合には「切」にされ、また、インバータ24Aは、C<sub>0</sub>42の電圧が指示電圧よりも若干超過した場合に「切」にされる。この手順は充電の終り近くの、充電速度を減少させる。昇圧変圧器26A、26B、および26Cは、それぞれ7kwの定格であり、電圧を交流1200ボルトに変圧する。

【0025】3つのブリッジ整流回路30A、30B、および30Cが示される。HV電源制御盤21は、12



ビットのデジタル指示をアナログ信号に変換し、それをCの電圧モニタ44からのフィードバック信号45と比較する。フィードバック電圧が指示電圧を超える場合、インバータ24Aが上述のように「切」となり、Q2スイッチ34は、電源内に蓄積されていたエネルギーを放散するために閉じ、Q3分離スイッチ36は、いかなる追加のエネルギーをも電源から出て行くのを防止するために開き、そして、Q1ブリード・スイッチ38は、Cの電圧が指示電圧と等しくなるまでCの42の電圧をブリード・ダウンするために閉じる。そして、その時点でQ1は開く。

【0026】(整流子と圧縮ヘッドとの詳細な説明) 整流子40と圧縮ヘッド60との主要部品が図1および図2に示され、また、システムの作動に関連して上述された。この節において、整流子の構成の詳細に関して説明される。

【0027】(半導体(Solid State)スイッチ) 半導体(Solid State)スイッチ46は、米国ペンシルベニア州Youngwoodに事務所を持つPowerex, Inc.によって提供されるP/N CM1000 HA-28H IGBTスイッチである。

【0028】(インダクタ) インダクタ48, 54, および64は、米国特許第5, 448, 580号、および第5, 315, 611号に記載されるものに類似の可飽和インダクタである。可飽和インダクタ64の上面および断面図がそれぞれ図8Aおよび図8Bに示される。しかしながら、この実施形態のインダクタにおいては、図8Bに示されるように、インダクタの漏れ磁束を減少させる目的で、磁束排除金属片301, 302, 303, および304が追加される。これら磁束遮断片は、システムにおけるインダクタの性能を形成するパルスを著しく改良する。電流は、インダクタ組立体中の垂直な導体ロッドを通して、磁気コア307の周囲に4つのループを作る。電流は305から入り、中央にある「1」と名付けられた大きい直径の導体を移動して下り、同じように「1」と名付けられた、周囲にある6つの小さい直径の導体を上る。他のループは、同様に番号が付けられ、306で出る。磁束排除金属片自身によって形成されたひとつの追加の等しいターンがあり、5つのターン・インダクタに第3のターンがある。これは、磁束排除金属コンポーネントの電圧の平均が、磁束排除金属片と、他のターンの金属ロッドとの間に間隔を隔て安全性を低下させることができ、全ての電圧の半分で保持されることを有する。

【0029】(コンデンサ) コンデンサ列42, 52, および62は、全て並列に接続された規格品のコンデンサ列から成る。これらのコンデンサは、米国ジョージア州SmyrnaにオフィスがあるMurataのような供給者から入手できる。出願者が推奨するコンデンサとインダクタとを接続する方法は、米国特許第5, 448, 58

0号に記載されるものに類似の方法で、厚くニッケル被覆された銅のリードを持つ特製の回路基板上の正負の端子に、それらをボルト締結することである。

【0030】(パルス変成器) パルス変成器56は同様に、米国特許第5, 448, 580号および第5, 313, 481号に記載されるパルス変成器に類似である；しかしながら、本実施形態のパルス変成器は、2次巻線の1巻きのみと、1次巻線の1巻きの1/23に相当する23個のインダクション・ユニットとを持つ。図4にパルス変成器56の図が示される。23個のインダクション・ユニットのそれぞれは、2つのフランジ(それぞれはねじ切りされたボルト穴を持つ平坦な縁部を持つ)を持つアルミニウムのスプール56Aを含み、フランジは、図4の底縁部に沿って示されるように、回路基板56B上の正負の端子に対してボルトで取り付けられる。絶縁物56Cは、それぞれのスプールにある正の端子を、隣接するスプールの負の端子から分離する。スプールのフランジ間に、長さ1と1/16インチ、外径0.875インチ、壁厚約1/32インチの中空シリンダがある。スプールは幅1インチ、厚み0.7milのMetglas™ 2605 S3Aと厚み0.1milのマイラー・フィルムとで、絶縁されたMetglas™の巻厚さが2.24インチになるまで巻かれる。図5に、1つの1次巻線を形成している1つの巻きスプールの完成予定図が示される。

【0031】変成器の2次側は、きつく装着された電気ガラスの絶縁チューブ内に取り付けられた単一外径のステンレス鋼のロッドである。図4に示されるように、巻線は4つの部分に分かれている。図4中で56Dとして示されるステンレス鋼の2次側は、56Eにおいて回路基板56B上の接地リードに接地され、また、高電圧端子は、56Fで示されている。上に示されたように、インダクション・ユニットの+端子と-端子との間の700ボルトのパルスは、2次側の端子56Fにおいて負の16, 100ボルトのパルスを発生することになる。この1回巻きの2次巻線設計は、極めて早い出力の立ち上がり時間を可能にする非常に低い漏れインダクタンスをもたらす。

【0032】(レーザ室電気部品の詳細) Cpコンデンサ82は、室加圧槽の頂部に装着された28個の0.59nfコンデンサ列から成る。(通常、KrFレーザは、1.0%のクリプトン、0.1%のフッ素、および残りはネオンで作られるレーザ発振ガスで作動させられる。)電極はそれぞれ、約28インチ長の硬い真鍮棒で、それらは約0.5から1.0インチ離される。この実施形態においては、図1に示されるように、頂部電極は陰極であり、底部電極は接地に接続される。

【0033】(別の実施形態)

(逆極性化) 上述のシステムにおいては、Cは、正の電圧で充電され、電子の流れはレーザ室の接地電極に入

る。約700ボルトの負の充電電圧でC<sub>o</sub>を充電することによって回路を簡単に逆にすることができ、また、電子の流れは接地電極から高電圧電極へとなる。同様に電極の間全体に亘る電子の逆流は、2次巻線（即ち4つの部分のステンレス鋼チューブ）の極性を変えることによって達成できる。

【0034】（双極性作動）図7は、レーザの双極性作動ができるようにする修正例を示す。この場合は、一方が+1200ボルト、他方が-1200ボルトを供給する2つの電源が準備される。加えて、スイッチ46が重複され、その結果46Aと46Bとがある。46Aが閉じられた場合、システムの極性は、上記で詳述されたのと同様である。しかしながら、46Aが開き、また、46Bが閉じた場合、結果としてパルスはいたところで逆極性となり、放電隙間全体にわたる電子の流れは、接地電極から高電圧電極（この場合+14,000ボルト）へとなる。この場合においては、エネルギー回収回路57は必要でない。代わりに（例えば）C<sub>oA</sub>がT<sub>o</sub>において+700ボルトに充電され、46Aが閉じてC<sub>oA</sub>がインダクタ48を通して放電できるようにし、次いで46Aは開き、そして46Bが閉じて反射されたエネルギーがC<sub>oB</sub>に回収されるようにし、エネルギー回収後に46Bが開く。次いでC<sub>oB</sub>は-700ボルトに充電され、また、次のT<sub>o</sub>において46Bが閉じてC<sub>oB</sub>が回路を通して放電できるようにする。結果は、交番する放電方向である。この実施形態は、より均一な電極の消耗をもたらすために準備される。

【0035】（圧縮ヘッド装着）本発明のこの好ましい実施形態は、図10Aおよび図10Bに示される圧縮ヘッド装着技術を含む。図10はレーザ・システムの側面断面図であり、電極83および84に関連して圧縮器リード・モジュールの配置を示している。この技術は、圧縮ヘッド室接続に付随したインピーダンスを最小にするために設計されたが、同時に圧縮ヘッドの素早い交換を容易にする。図10Aおよび図10Bに示されるように、接地の接続は、図10Aにおける81A、および図10Bにおける81Bで示される圧縮ヘッドの背部に沿った、およそ28インチ長のスロット・タブ接続によってなされる。スロットの頂部は可撓性のあるフィンガ・ストックが取り付けられる。好ましいフィンガ・ストックの材料は、（トレードマーク）Multilam（登録商標）の下で販売されている。

【0036】高電圧接続は、可飽和インダクタ64の直径6インチの円滑な底部と可撓性のフィンガ・ストックの接合アレーとの間で、図10Aの89においてなされる。上述したように、好ましいフィンガ・ストックの材料は、Multilam（登録商標）である。この配置は、修理もしくは予防的保守点検のために、約5分で圧縮ヘッド・モジュールの交換ができるようにする。

【0037】過飽和インダクタのためのポット及びバン

#### ハウジング

従来技術の電源装置では、電気的コンポーネントからのオイル漏れが問題であった。この好ましい実施形態では、オイル遮蔽コンポーネントが過飽和インダクタに対して制限している。更に、図8Bに示したような過飽和インダクタは、全てのシール接合がオイル漏れの可能性を実質的に取り除くために、オイルレベルの上に配置されたポットタイプオイル包含ハウジングに格納される。例えば、インダクタ64の最も低いシールを、図8Bの308に示す。

【0038】（共振充電）本発明の別の好ましい実施形態においては、図1および図2に示される、2つの整流器と1つのインバータおよび変成器とを利用する、第1の好ましい実施形態で説明された電源モジュールが、共振充電ユニットと規格品の電源とによって置き換えられる。この後者のアプローチは、充電用コンデンサのより一層早い充電を実現する。

【0039】この好ましい実施形態を示す電気回路は、図9に示される。この場合においては、入力が交流480ボルト/40アンペア、出力が直流1200ボルト50アンペアを持つ標準的直流電源200が使用される。かかる電源は、Elgar/Sorensen, Maxwell, Kaiser、およびEMI/Aleのような供給業者から入手できる。この電源は、325μFコンデンサ202を、指示された電圧レベル222になるように、制御盤204によって連続的に変える。制御盤202は同様に、IGBTスイッチ206を指示により閉じ、そして開かせ、コンデンサ202からコンデンサ42へとエネルギーを移動させる。インダクタ208は、コンデンサ202と42との等価直列静電容量に関連して、転送時間定数を設定する。制御盤202は、コンデンサ42の電圧に比例する電圧フィードバック212と、インダクタ208を通して流れる電流に比例する電圧フィードバック214とを受け取る。これら2つのフィードバック信号から、制御盤202は、その瞬間にIGBTスイッチ206が開いた場合のコンデンサ42の最終電圧を、実時間で計算することができる。従って、制御盤204に供給された指示電圧210を用いて、指示された要求充電電圧210と比較するために、コンデンサ42とインダクタ208との内部に蓄積されたエネルギーの正確な計算を行うことができる。この計算から、制御盤204は、IGBTスイッチ206を開くべく、充電サイクル内の正確な時間を決定することになる。

【0040】IGBTスイッチ206が開いた後、インダクタ208の磁場中に蓄積されたエネルギーは、ダイオード経路216を通してコンデンサ42に移動することになる。実時間でいうエネルギー計算の精度でもって、コンデンサ42の最終電圧上に存在するであろう変動ディザの量を決定することになる。このシステムの極端な充

電速度のために、あまりにも多くのディザが存在し、システムの変動率要求 $\pm 0.05\%$ を満足しないかもしれない。従って、電圧変動率を更に改善する目的で、ブリード・ダウン回路を使用するとよい。ブリード・ダウン回路216は、インダクタ208中を流れている電流が停止した時、制御盤204によって、閉じるように指示されることになる。コンデンサ42と抵抗器220との時間定数は、コンデンサ42を指示電圧210へとブリード・ダウンするには十分に早いので、全体充電サイクルがかなりの量になることはない。

【0041】(より早い立ち上がり時間)多くのエキシマ・レーザについて取られた最近の試験データから、レーザ室に加えられた、より早い立ち上がり時間の電圧パルスは、全体的なレーザ効率、エネルギー安定性などを含む幾つかの領域で、顕著な利点を持つ可能性があるようにみえる。より早い立ち上がり時間の利点は、現行のKrFレーザよりも次世代(ArFおよびF<sub>2</sub>)レーザにとってより一層強いようである。この一つの理由は、室放電特性に結びついている。狭い帯域幅などの適用要求事項をサポートするために必要とされる通常の圧力や混合の状態では、室の絶縁破壊は、パルス化された電源モジュール内の最終段から室のピーク静電容量へ、エネルギーを完全に移動させる前に起きる可能性がある。この場合に、より早い立ち上がり時間の出力パルスは、室の放電が開始される前に、より一層効率的な室のピーク静電容量へのエネルギーの移動を可能にする。従来的には、磁気変調器からのより早い立ち上がり時間には、パルス圧縮時に、単により多くの段を必要としたが、なぜなら、初期パルスは通常、主なスイッチ部品によって制限されるからである。この特別な方法の利点は、(減少する効率、増大するコストなどの付加的な複雑な問題を持つ)追加のパルス圧縮段階を必要としないことである。この場合に、より早い出力立ち上がり時間は、再設計された出力段階と共に、より早期の圧縮段階のハードウェアの改良によってもたらされた。

【0042】パルス電源システムのより早い立ち上がり時間を達成するため、この特定な例の出力リアクトルは、トロイダル形状のインダクタにおいて、より少ない巻回数を使用するように再設計された。変更された磁気スイッチ中に別の0.5インチ厚のコアを含むことによって追加のコア材料が入った。飽和インダクタンスはスイッチ中の巻回数の2乗で作動するので、巻回数を5から2に減少させることは全体のインダクタンスを減少させることにおいて(スイッチ寸法の高さが増すという事実にもかかわらず)重大なインパクトを持つ。この方法の欠点は、不飽和インダクタンスもまた巻回数の減少によって減少するので、磁気スイッチ上の電圧が増している間は、追加の漏れ電圧がレーザ室に加えられることになることである。もしこれが望ましくないならば、この漏れ電圧の影響を減少させるための別の方法が利用可能であ

る。

【0043】スイッチの電圧と秒との積は同様に、巻回数に比例するので、設計にとって必要とされる同一の電圧と秒との積を保つためには、追加の材料が必要である。都合が悪いことに、コア損失がまた磁気材料の容積に比例する。結果として、材料の初期コストと同様に、効率にとってもコア材料を最小にすることが望ましい。上述したように、1つの追加コアが、前からある3つのコアに加えられ、それぞれのコアは、その断面積を増加させるために再設計されてきた。しかしながら、これらの修正例は未だもって、巻回数減少に起因する電圧と秒との積の減少の完全な説明となっていない。この問題に対する1つの解決方法は、より早い立ち上がり時間が実現されるように、前段階の立ち上がり時間を改善することである。これは、結局、必要とされる電圧と秒との積を減少させ、また、出力段スイッチ用のコア材料に対する要求事項を減少させることになる。

【0044】前段階出力立ち上がり時間は、いろいろな方法の組合せで減少させることができる。現存している回路のインダクタンスの大体1/2は、以前の磁気スイッチの飽和インダクタンスに結び付けられている。結果として、以前のスイッチはまた、このパラメータを減少させるため、再設計できる。これは、出力段スイッチに対してとられたのと類似の方法で行うことができる(巻回数を減少させることによって)。しかしながらこの場合に、現存の設計は1巻きだけを用いるということがある。結果として、唯一の選択肢は、コアの磁気経路の長さを増大させることによって、飽和インダクタンスを変更することである(何故ならば、飽和インダクタンスはこのパラメータに逆比例するからである)。回路のインダクタンスを減少させるための別の方法は、2つのSSPPMモジュールの間のケーブル接続長を減少させることと、他の様々な浮遊インダクタンスを減少させることを含む(例えば、浮遊インダクタンスはそれぞれのコンデンサの並列インダクタンスなので、それぞれのエネルギー蓄積段に結びついた個々のコンデンサの数を増大させる)。初期パルス発生段もまた、「開始」スイッチがピーク電流レベルと $dI/dt$ レベルとの増大に対応できる限り、より早くすることができる。

【0045】(減少した漏れ電流)上述したように、磁気パルス圧縮回路に関する潜在的な問題は、現時点より1つ前の圧縮段が充電している時に生じる、出力段からの漏れ電流である。この漏れ電流は、主電圧パルスを加える前に、レーザ電極間の電圧の上昇を導く可能性がある。もしこの予備パルス電圧の上昇が高すぎると、放電レーザ性能に悪影響を及ぼしかねない。予備パルス電圧上昇の悪影響の1例は、レーザ・ガスの予備イオン化用に使われるコロナ・チューブの早過ぎる「消光」である。コロナ・チューブの予備イオン化は、絶縁している表面近くのレーザ・ガス中にコロナを発生させるため

に、絶縁している表面全体にわたる高電界を使用する。このコロナは、短波長のUV放射を作り出し、それは、結局、レーザ電極間の容積中のレーザ・ガスをイオン化する。磁気圧縮回路の出力段からの漏れ電流によって引き起こされた予備パルス電圧上昇が余りにも高すぎると、ついでコロナが、主電圧パルス以前にあまりにも早く作り出されることになり、主放電以前に多くのイオン化が失われてしまうことになる。

【0046】以下に説明する修正例は、この漏れ電流によって引き起こされる予備パルス電圧上昇を実質的に除去するための、簡単に効率的な方法を準備する。この修正例は、前に説明した磁気パルス圧縮回路に対して加えられた追加の圧縮段から成る。この追加の段階は、それ自身では圧縮機能も持たず、しかし、前の段階からの漏れ電流がレーザに届かないようにする機能を単に遂行するように作られる。図1に示される磁気パルス圧縮回路においては、レーザのピーク静電容量とヘッド・インダクタンスとは、 $C_p$ と $L_p$ とで表される。圧縮回路の最終段の静電容量と飽和インダクタンスとは、 $C_{p-1}$ および $L_{p-1}$ によって表される。最終段に先立つ段はどれも、 $C_1$ および $L_1$ によって表される。 $L_{p-1}$ を通る漏れと $C_{p-1}$ が充電をしていることが、 $C_p$ 上の電圧と、また従ってレーザ電極間の電圧との上昇を引き起こす。この漏れ電流を軽減するための一般的な方法は、 $C_{p-1}$ と $C_p$ との間にもう1段設けることである。

【0047】漏れ電流を阻止する単一目的だけで追加の段を使用することの欠点は、追加の費用と寸法とであり、また、最も重大なのはエネルギーの損失である。この段は、主パルスの全エネルギーが阻止用コンデンサに蓄積されたとき、それを処理するために、電圧の阻止が可能であるように設計されなければならない。阻止用飽和性コンデンサの電圧と秒との積はまた、 $C_{p-1}$ から阻止用コンデンサへの完全な移動が起きるまで阻止するのに十分な大きさでなくてはならない。これらの要求事項を取扱うことができる設計を作り出すことは不可能ではないが、しかし、非常に多くの高価な部品（例えば、高電圧コンデンサ、高速飽和性磁気材料、および高絶縁耐力絶縁物）を使用しなければならない。この阻止段に結びついたエネルギー損失は、かなりのものであり得る。この段階は、最終出力段の通常50-150ナノ秒の充電時間において作動しなければならないので、高電圧コンデンサにおける消耗に基づく損失とインダクタの磁気材料における飽和損失とは、全体の主パルス・エネルギーの10-20%の大きさになり得る。この損失を補償するために、圧縮回路中に送られるエネルギーの量を増大させることは可能であろうが、しかしその場合、それぞれの段階は、この追加の蓄積エネルギーを受け入れるために、余分な飽和性材料を用いて再設計されなければならない。

【0048】この阻止段に科せられた熱負荷がまた、問

題となりうる。最終段は早い立ち上がり時間を持っていないなければならないので、浮遊インダクタンスは最小限度に保たなければならない。低い浮遊インダクタンスを達成するためには、部品は互いに近接して保たれることが必要である。そのような設計基準は、多くの効率的な熱移動メカニズムの要求事項に反することである。絶縁油のような冷却流体を用いることが、熱を抜き取る上での助けとなることはできる。しかし、近代的な集積回路製造装置中でこの油が飛散する可能性は受け入れ難い。漏れ電流によって引き起こされる通常の予備パルスの電圧上昇が図6Cに示される。（ $C_p$ 電圧曲線を参照のこと。）上述したのと同様の阻止段は、漏れと主20キロボルトパルスとの両方を阻止するための十分な電圧と秒との積を持っていないなければならない。漏れに対する電圧曲線下の面積は、最大100倍ほど、主パルスに対するそれよりもずっと少ない。もし、漏れの下の方の面積に相当する電圧と秒との積のみに関して阻止を行う回路が実現したならば、磁気材料のかなりの低減が実現するであろう。

【0049】図2を修正した、そのような回路が図11に示される。レーザのピーク静電容量 $C_p$ は、 $C_{p1}$ および $C_{p2}$ と呼ばれる2つのグループに分割され、ここでは、 $C_{p1}$ と $C_{p2}$ との合計が図2の回路の $C_p$ に等しくなる。 $C_{p2}$ 静電容量は、標準的な方法で室に取り付けられ、従って、 $C_{p2}$ とレーザ電極との間のインダクタンス $L_{p2}$ は、標準的な配列、 $L_p$ と同じ値を持つ。第2の部分 $C_{p1}$ は、レーザ電極と $C_{p2}$ とから可飽和インダクタ $L_{p1}$ によって分離される。以下に説明される理由から、 $L_{p1}$ の飽和インダクタンスは、標準的なヘッド・インダクタンス $L_p$ と類似の値に作る事ができる。

【0050】 $C_{p-1}$ が充電している間に、漏れ電流は $L_{p-1}$ を通過するので、この電流は、 $C_{p1}$ に電圧上昇を引き起こすことになる。可飽和インダクタ $L_{p1}$ のために、この電圧は、 $C_{p2}$ やレーザ電極間にかからないことになる。 $L_{p1}$ の電圧と秒との積は、圧縮回路によって発生させられた主パルスを阻止しないように選択されるが、その代わりに、圧縮回路からの漏れ電流によって引き起こされた $C_{p1}$ の電圧を阻止するのみのサイズにされる。一旦 $C_{p-1}$ が完全に充電され $L_{p-1}$ が飽和すると、 $L_{p1}$ （飽和させられている）と $L_{p2}$ との直列組合せで構成されるような、 $C_{p1}$ と $C_{p2}$ との間の低インダクタンス経路ができるように、 $L_{p1}$ も飽和する。この直列の組合せは通常、最終の圧縮段の飽和インダクタンス $L_{p-1}$ よりも10倍も小さく、従って、 $C_{p-1}$ から $C_{p1}$ および $C_{p2}$ の並列組合せへの移動時間に対しては、殆どもしくは全く影響を与えない。

【0051】 $L_{p1}$ の飽和インダクタンスが $L_p$ と実質的に同じに（従って、 $L_{p2}$ と同じに）作ることができる理由は、ボルトと秒との積の要求事項が極めて小さ

く、また、 $L_{p1}$ 全体にわたり絶えず加えられる最大の電位が1キロボルト未満であるということである。 $L_{p1}$ 全体わたる電圧阻止が1キロボルト未満であることから、 $C_{p1}$ コンデンサ母線102と $C_{p2}$ コンデンサ母線との間の絶縁物として0.005インチ厚Kaptonの単一シートを用いることができる。(薄いシートの配置は104として示されているが、しかし、図面上では小さすぎて見えない。)それぞれのコンデンサ母線間の、そのような小さな分離は、非常に小さなループ面積に、従って非常に低いインダクタンスに導く。可飽和インダクタ $L_{p1}$ それ自身は、必要とされる磁気材料の量が極めて少ないので(低いボルトと秒の積の要求のため)、非常に低い飽和インダクタンスを持つように作ることができる。

【0052】好ましい実施形態の詳細図が図5に示される。図12に示される固体プレート100は、 $C_{p2}$ コンデンサを室の電気的なフィードスルーに接続するための母線である。もっと小さなプレート102は、圧縮ヘッドと、可飽和インダクタ $L_{p1}$ の頂部とに対して接続するための母線であり、その頂部は、導体材料106と、可飽和インダクタを構成するのに一般的に使用されるMetglass™のような磁気金属合金で構成されたテープのコイル108とを用いて作られる。この導体と磁気材料との組合せはまた、本実施形態におけるL2を規定するための役目を果たす。この場合においては、電流は $C_{p1}$ から下り、また $C_{p2}$ から脇にそれる。どうやってCp静電容量を $C_{p1}$ と $C_{p2}$ とに区切るかの選択をしなければならない。この設計上の決定を行う場合、2つの考え方がある。第1は、 $C_{p1}$ の大きさである。 $C_{p1}$ が非常に小さく作られるとしたら、その結果、 $L_{p1}$ を通る漏れ電流によって引き起こされる $C_{p1}$ 上の電圧上昇は大きくなり、 $L_{p1}$ 可飽和インダクタのボルトと秒の積は大きくなる必要がある。この考え方は、 $C_{p1}$ の値を全体Cp静電容量の大きい方の分割へと追いやる傾向にある。

【0053】第2の考え方は、 $C_{p2}$ の大きさである。もし $C_{p2}$ が小さく作られた場合、その結果、主パルス後の圧縮段階に亘って伝播する電気エネルギーの小さな擬似量は、 $C_{p2}$ 上の大きな電圧スパイクを導くことが可能である。これらの擬似電圧スパイクは、一般に遅いブリップと呼ばれ、レーザ・ガスを絶縁破壊するのに十分な電圧を持っているとしたら、電極腐食を引き起こすことが分かっている。 $C_{p2}$ の規模を増大させることは、遅いブリップによって引き起こされる電圧レベルを減少させ、また従ってガスの絶縁破壊の可能性を軽減することになる。不幸にも、これら2つの考え方は、 $C_{p1}$ と $C_{p2}$ との大きさによって相反する要求である。 $C_{p1}$ の範囲が、全Cpの1/3から2/3の間で、アレーは好ましい結果に至ることが分かっている。遅いブリップ中のエネルギーが最小にされ得る限り、 $C_{p1}$ は、 $L_{p1}$ 可飽

和インダクタにとっての必要なボルトと秒との積を減少させるために、できる限り大きく作られるべきである。 $L_{p1}$ に対するボルトと秒との積の要求事項を減少させると、より少ない材料要求事項、より小さな熱負荷、および減少した飽和インダクタンスを生む。

【0054】当業者は、上記に開示した内容に基づいて、本発明に関し多くの他の実施形態が可能であると理解することであろう。したがって、本発明の範囲は、本発明の請求範囲とそれらの法的解釈とによって判断されるべきである。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の好ましい実施形態のブロック図である。

【図2】上記好ましい実施形態の単純化した回路図である。

【図3】上記好ましい実施形態の一部である高電圧電源の組合せブロック図、及び回路図である。

【図4】上記好ましい実施形態において使用されるパルス変成器の組立予定図である。

【図5】上記好ましい実施形態において使用されるパルス変成器の1次巻線の図である。

【図6A】上記好ましい実施形態を使用したパルス圧縮を示す時間線チャートである。

【図6B】上記好ましい実施形態を使用したパルス圧縮を示す時間線チャートである。

【図6C】上記好ましい実施形態を使用したパルス圧縮を示す時間線チャートである。

【図7】双極性パルスを与えるための単純化された回路図である。

【図8A】可飽和インダクタの2方向から見た図である。

【図8B】可飽和インダクタの2方向から見た図である。

【図9】共振電源を示す回路図である。

【図10A】好ましい実施形態における圧縮リードの装着を示す。

【図10B】好ましい実施形態における圧縮リードの装着を示す。

【図11】図2の回路図の修正であり、減少した漏れ電流による実施形態を示す。

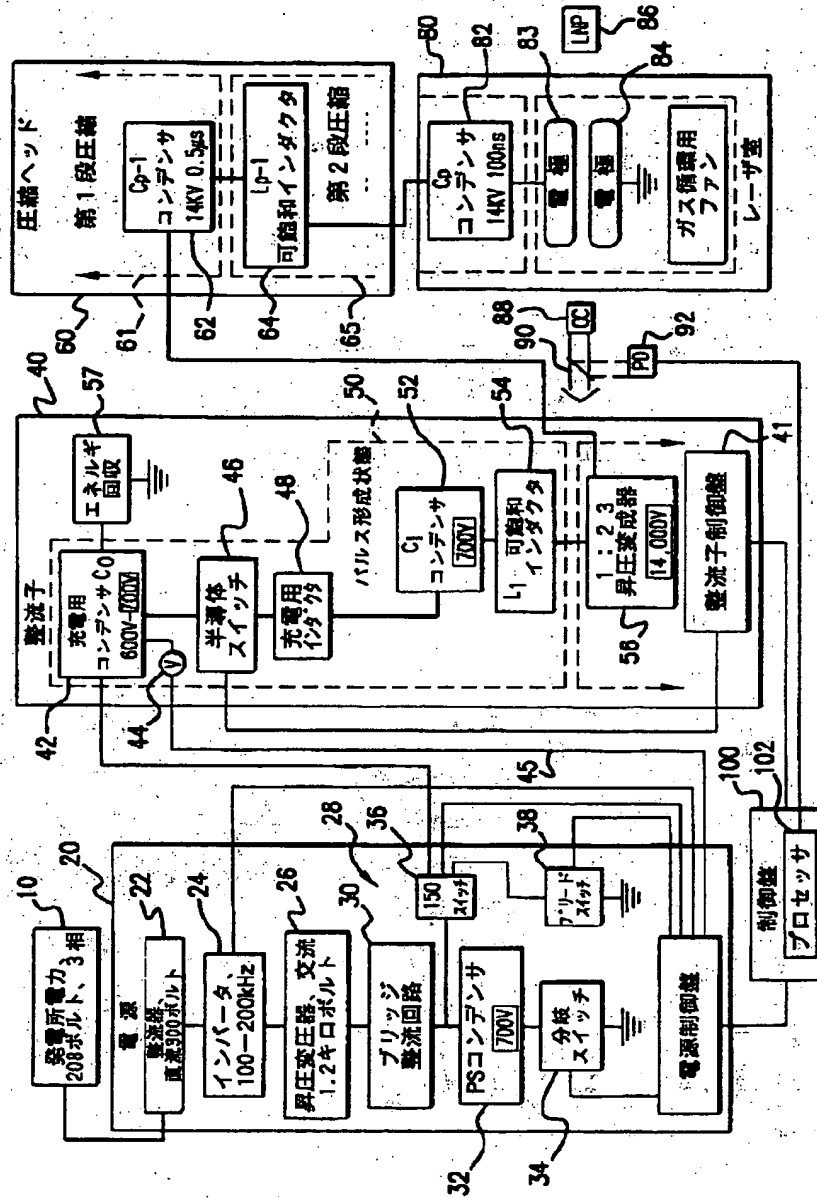
【図12】図11の回路を実現している一例を示す断面図である。

#### 【符号の説明】

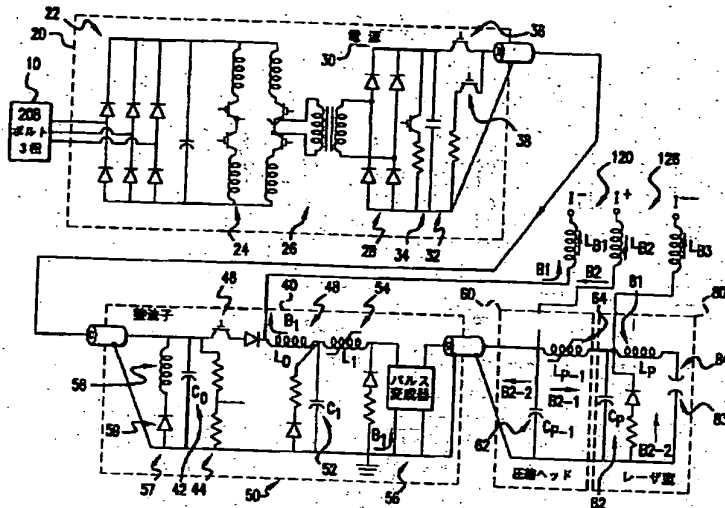
- 10 発電所電源
- 20 高電圧電源モジュール
- 21 高電圧電源制御盤
- 22 整流器
- 24 インバータ
- 24A インバータ
- 24B インバータ

- 24C インバータ
- 26 昇圧変圧器
- 26A 昇圧変圧器
- 26B 昇圧変圧器
- 26C 昇圧変圧器
- 28 整流器
- 30 標準ブリッジ整流回路
- 30A ブリッジ整流回路
- 30B ブリッジ整流回路
- 30C ブリッジ整流回路
- 32 過コンデンサ
- 34 スイッチQ2
- 36 分離用スイッチQ3
- 38 プリード・スイッチQ1
- 40 整流子モジュール
- 42 充電用コンデンサC<sub>o</sub>
- 44 電圧分割器
- 45 フィードバック信号
- 46 半導体スイッチ
- 46A 半導体スイッチ
- 46B 半導体スイッチ
- 48 充電用インダクタL<sub>o</sub>
- 48A 部分
- 48B 部分
- 49 フェライト・トロイド
- 50 パルス発生第1段
- 52 コンデンサ(列)C<sub>1</sub>
- 54 可飽和インダクタ
- 54A 可飽和インダクタ
- 54A1 水冷されたジャケット
- 56 パルス変成器
- 56A アルミニウム・スプール
- 56B 回路基板
- 56C 絶縁体
- 56D ステンレス鋼の2次側
- 56E 接地点
- 56F 高電圧端子
- 57 回収回路
- 58 回収用インダクタ
- 59 回収用ダイオード
- 60 圧縮ヘッド・モジュール
- 62 コンデンサ(列)C<sub>p-1</sub>
- 64 可飽和インダクタL<sub>p-1</sub>
- 64A 変形された可飽和インダクタ
- 64A1 筐体
- 64A2 あり継ぎ溝
- 64A3 磁気コア
- 65 圧縮の第2および最終段
- 80 レーザ室モジュール
- 81 インダクタ
- 81A 圧縮ヘッドの背部
- 81B 圧縮ヘッドの背部
- 82 ヒーキング・コンデンサC<sub>p</sub>
- 83 電極
- 84 電極
- 86 パッケージ
- 88 出力カップラ
- 89 接合アレー
- 90 レーザ光線
- 92 フォトダイオード
- 100 レーザ・システム制御盤
- 102 プロセッサ
- 104 薄いシート
- 106 導体材料
- 108 コイル
- 120 バイアス電流源
- 126 第2のバイアス電流源
- 202 コンデンサ
- 204 制御盤
- 206 スイッチ
- 208 インダクタ
- 210 指示電圧
- 216 ダイオード経路
- 220 抵抗器
- 222 電圧レベル
- 301 金属片
- 302 金属片
- 303 金属片
- 304 金属片
- 305 (入口)
- 306 筐体
- 307 磁気コア
- 307A コイル
- 307B コイル
- 307C コイル
- 308 最も低位置のシール
- 541 頂部蓋
- 542 底部蓋
- 543 中央マンドレル
- 545 外側筐体
- 546 フィン

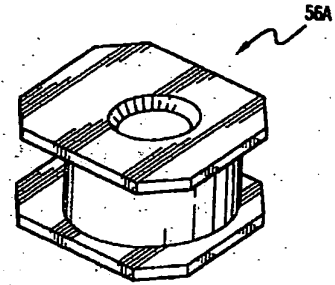
【図1】



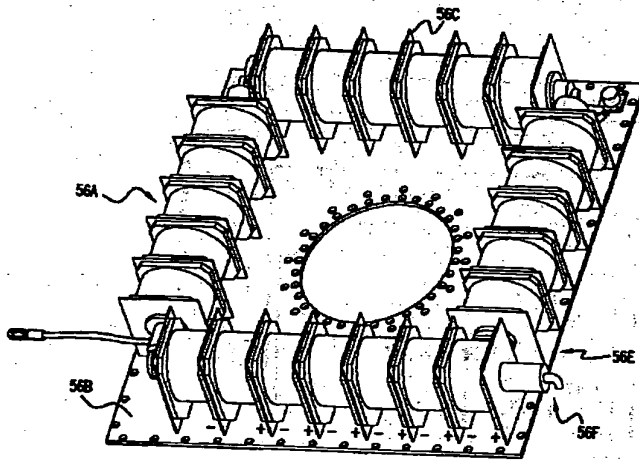
【図2】



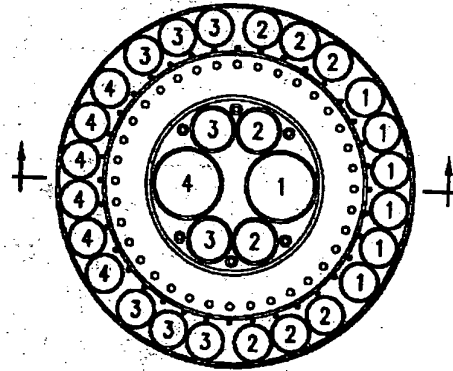
【図5】



【図4】

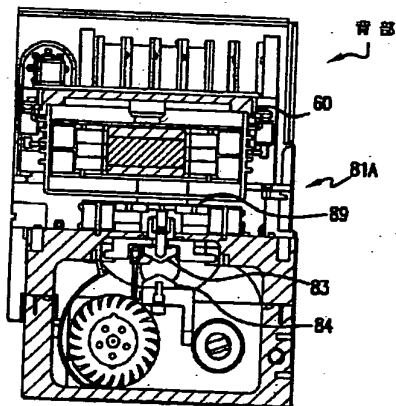
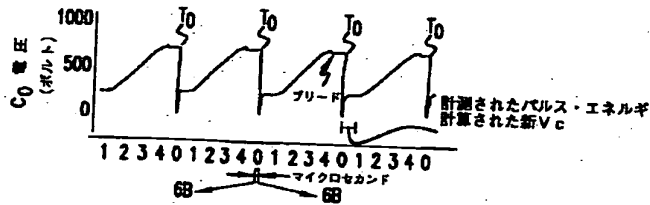


【図8A】



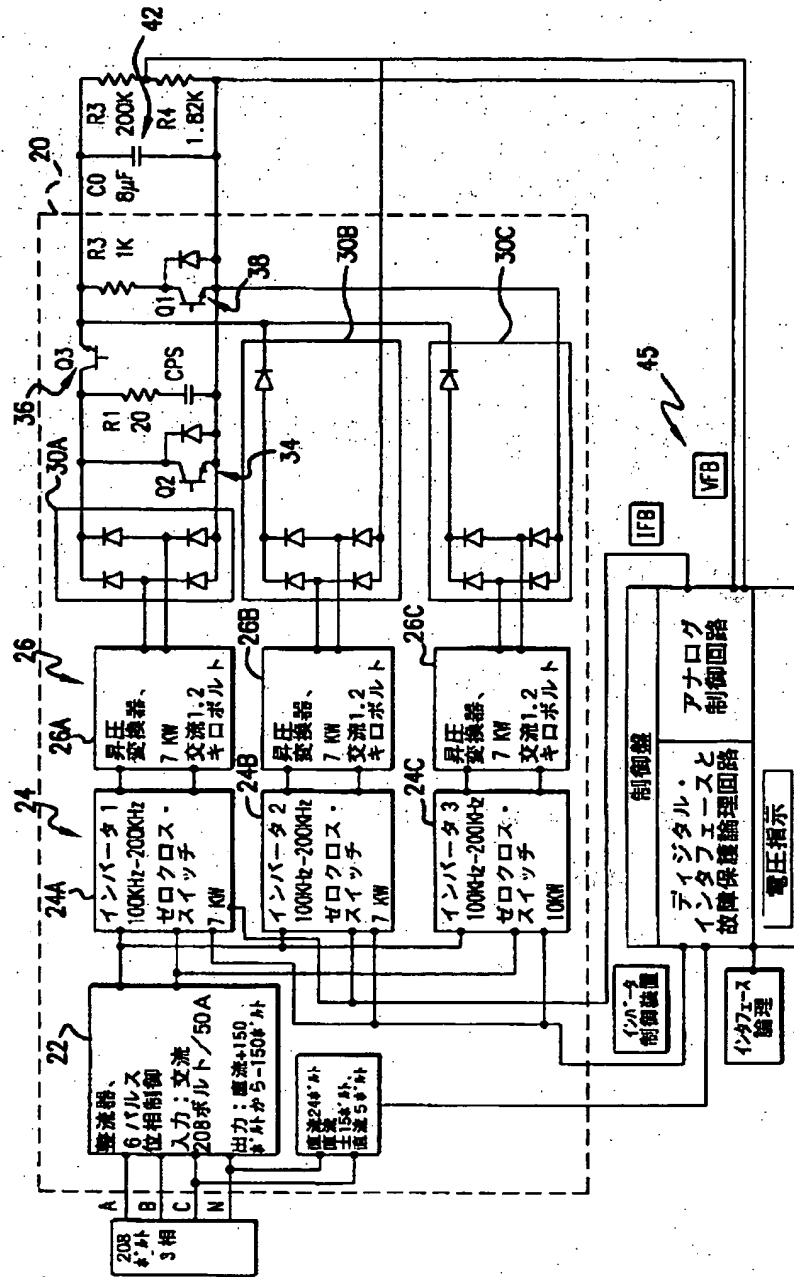
【図10A】

【図6A】

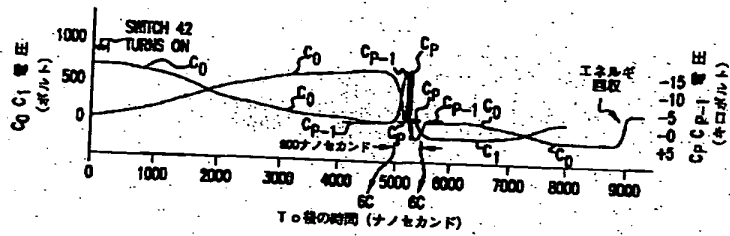




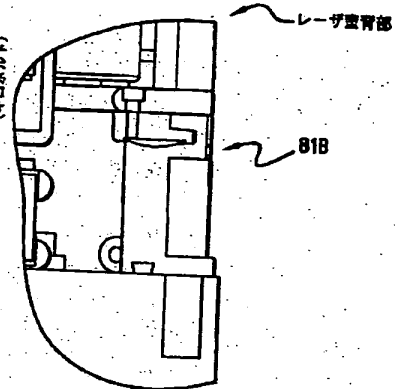
【図3】



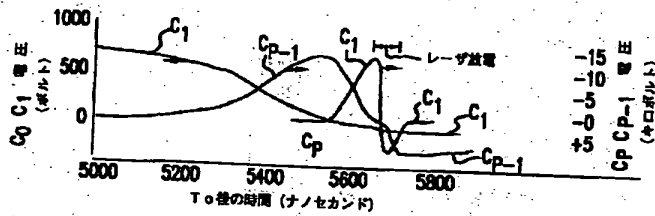
【図6B】



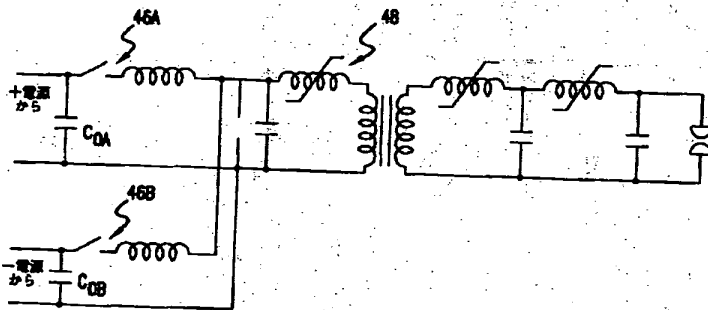
【図10B】



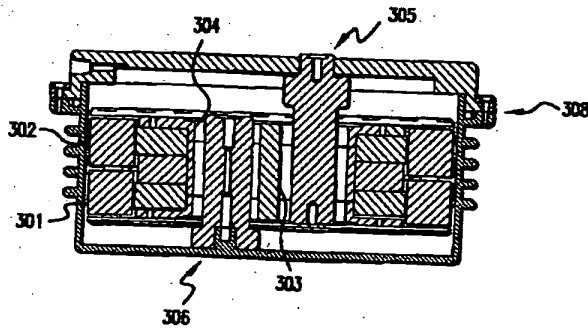
【図6C】

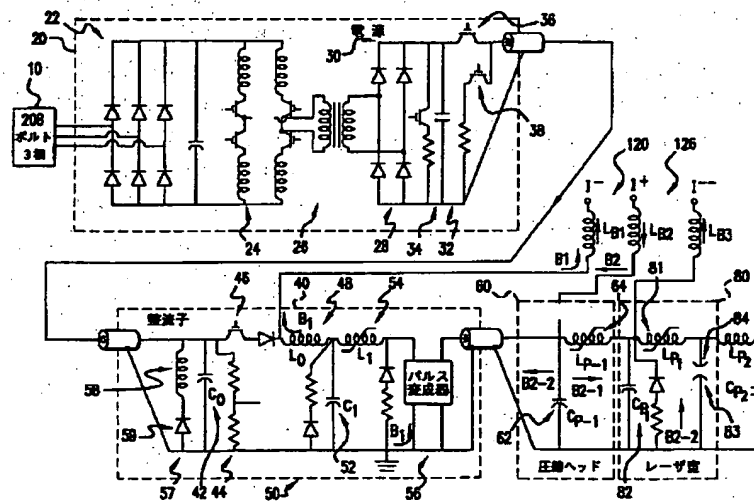
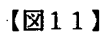


【図7】

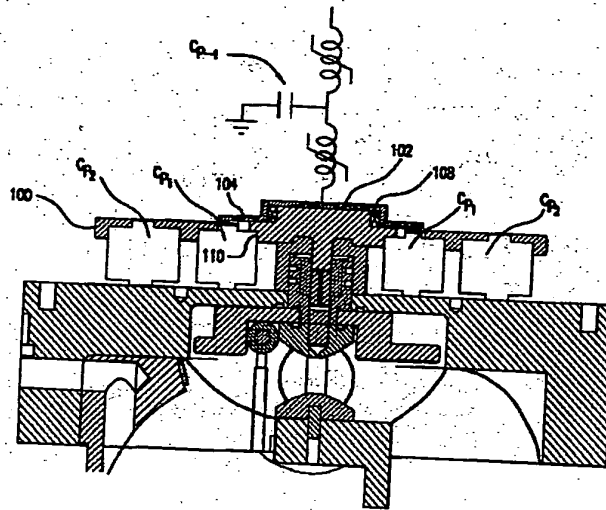


【図8B】





【図12】



フロントページの続き

(72)発明者 ダニエル エル パークス  
アメリカ合衆国 カリフォルニア州  
94561 オークリー クリスマス レーン  
3300 ルート 2 175ディー  
(72)発明者 リチャード エム ネス  
アメリカ合衆国 カリフォルニア州  
92126 サン ディエゴ シトラス ヴィ  
ュー コート 9248

(72)発明者 ダニエル エイ ロスウェイル  
アメリカ合衆国 カリフォルニア州  
92064 ポーウェイ クリーク ブラッ  
ドライブ 11709  
(72)発明者 ボール シー メルチャー  
アメリカ合衆国 カリフォルニア州  
92020 エル カジョン フェアテ ファ  
ームズ ロード 11381  
(72)発明者 ブレット ディー スミス  
アメリカ合衆国 カリフォルニア州  
92128 サン ディエゴ ストーニー ビ  
ーク ドライブ 11767-311

## 【外国語明細書】

**HIGH PULSE RATE PULSE POWER SYSTEM WITH FAST RISE TIME  
AND LOW LEAKAGE CURRENT**

The present invention is a continuation-in-part of Serial No. 08/990,848, filed December 15, 1997 and Serial No. 09/118,773, filed July 18, 1998. This invention relates to pulse power systems and in particular to high pulse rate pulse power systems for electric discharge lasers.

**BACKGROUND OF THE INVENTION**

In typical gas discharge lasers a gain medium is created by an electric discharge between two elongated electrodes into a circulating gas. Very high voltages are usually required to initiate the discharge but once the discharge begins, a plasma is created which reduces the electrical resistance between the electrodes to almost zero, effectively creating what is almost a short circuit. This requires a method to limit the current once the discharge has started. A common method to deal with the two issues is to provide a "peaking" capacitor ( $C_p$ ) in parallel with the electrodes. The peaking capacitor is periodically charged with the voltage needed to initiate the discharge but with only enough electrical energy for one pulse. The almost short circuit between the electrodes created by the high voltage drains the peaking capacitor of its energy which terminates the pulse. In high pulse rate electric discharge lasers (e.g., 1000 pulses per second) a gas circulating system produces a gas flow (such as 1,000 inches/second) between the electrodes which quickly replaces the ionized gas between the electrodes resulting from each pulse with fresh gas prior to the next pulse. The next pulse is generated by another quick charge on the peaking capacitor similar to the prior one. Thus, it is the job of the pulse power system to provide on the peaking capacitor sufficient voltage and electrical energy for one pulse at a desired pulse rate, such as 1,000 times per second.

In a prior art system, the peaking capacitor is charged from a 12-20 kv DC power source using a high voltage switch to charge a charging capacitor, Co, and a high voltage switch such as a thyatron to transfer the energy on the charging capacitor to the peaking capacitor. Other prior art pulse power systems use magnetic pulse compression circuits in order to provide the needed quick repetitive high voltage, high energy charging of the peaking capacitor. Examples are described in U.S. Patent Nos. 5,448,580 and 5,313,481 which are incorporated herein by reference. These circuits normally utilize multi-stage LC networks which convert relatively long, relatively low voltage pulses into the needed very short high voltage pulses.

The prior art includes pulse power systems supplying very high voltage short pulses for industrial gas discharge lasers such as excimer lasers at pulse rates in the range of 1,000 Hz. These lasers need to operate reliably 24 hours per day for many weeks with only short down times for routine maintenance. There is a need for pulse power systems with increased reliability which can operate at pulse rates in the range of 2,000 Hz to 5,000 Hz or greater.

#### SUMMARY OF THE INVENTION

The present invention provides a high pulse rate pulse power source for supplying controlled high energy electrical pulses at rates of up to 4000 Hz or greater. The source includes a pulse generating circuit including a charging capacitor, a solid state switch and a current limiting inductor. Pulses generated in the pulse generating circuit are compressed in at least two pulse compression circuits and a step-up pulse transformer increases peak voltage to at least 12,000 volts. A very fast regulated power supply is provided for charging the charging capacitor in less than 200 microseconds and a pulse control system, including a programmed processor, controls the charging of the charging capacitor to an accuracy of less than about one percent at a rate of up to 4000 charges per second or greater.

A preferred embodiment of the present invention useful for providing electrical pulses for excimer lasers, provides pulses of up to 5.5 Joules per pulse at pulse rates up to 4000 Hz or greater. In this embodiment a peaking capacitor is charged with up to 5.5 Joules from zero voltage to a discharge voltage in the range of 16,000 volts in about 100 ns. This is substantially faster than prior art designs and provides significant improvements in lasing efficiency. This faster rise time is achieved using two stages of pulse compression and a 1:23 pulse transformer, with a four-sectioned straight stainless steel rod as a secondary "winding", in between the first and second stages. In this preferred embodiment pulse energy of each pulse is controlled with a feedback control system in which the energy of previous pulses are measured and the measurements are used to determine a control voltage for a charging capacitor. This charging capacitor is then charged to the control voltage using a regulated power supply. Extremely rapid precise charging is provided in which the charging capacitor is charged at the rate of about 3 volts per microsecond to a few volts in excess of the control voltage then bleed down through a bleed circuit to the control voltage.

#### BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

FIG. 1 is a block diagram of a preferred embodiment of the present invention.

FIG. 2 is a simplified circuit diagram of the above preferred embodiment.

FIG. 3 is a combination block diagram, circuit diagram of a high voltage power supply which is part of the above preferred embodiment.

FIG. 4 is a prospective assembly drawing of a pulse transformer used in the above preferred embodiment.

FIG. 5 is a drawing of a primary winding of a pulse transformer used in the above preferred embodiment.

FIGS. 6A, 6B and 6C are time line charts showing pulse compression using the above preferred embodiment.

FIG. 7 is a simplified circuit diagram for providing bipolar pulses.

FIGS. 8A and 8B are drawing showing two views of a saturable inductor.

FIG 9 is a circuit drawing showing a resonance power supply.

FIGS. 10A and 10B shows the mounting of a compression lead in a preferred embodiment.

FIG. 11 is a modification of the FIG. 2 circuit diagram showing an embodiment with reduced leakage current.

FIG. 12 is a cross-section drawing showing one example implementing the FIG. 11 circuit.

### **DETAILED DESCRIPTION OF PREFERRED EMBODIMENTS**

Preferred embodiments of the present invention can be described by reference to the drawings.

#### **FIRST PREFERRED EMBODIMENT**

A first preferred embodiment of the present invention, which is the pulse power system for an industrial narrow-band KrF excimer laser, is shown in block diagram form in FIG.



1. A simplified combination block and circuit diagram of this preferred embodiment is shown in FIG. 2. The diagrams show a preferred embodiment built and tested by the Applicants for converting 208 volt three phase standard plant alternating current into 0.5 Joule to 6 Joule, 12 kv to 22 kv electrical pulses on a peaking capacitor of the excimer laser at pulse rates in the range of 2,000 Hz or greater. A system description is first provided below followed by a more detailed description of some of the important details of the individual modules and components of the system.

### SYSTEM DESCRIPTION

This preferred embodiment is manufactured in four separate modules as indicated in FIGS. 1 and 2, each of which becomes an important part of the excimer laser system and each of which can be quickly replaced in the event of a parts failure or in the course of a regular preventative maintenance program. These modules are designated by Applicants: high voltage power supply module 20, commutator module 40, compression head module 60 and laser chamber module 80.

#### High Voltage Power Supply Module

High voltage power supply module 20 comprises a 300 volt rectifier 22 for converting the 208 volt three phase plant power from source 10 to 300 volt DC. Inverter 24 converts the output of rectifier 22 to high frequency 300 volt pulses in the range 100 kHz to 200 kHz. The frequency and the on period of inverter 24 are controlled by the HV power supply control board 21 in order to provide coarse regulation of the ultimate output pulse energy of the system. The output of inverter 24 is stepped up to about 1200 volts in step-up transformer 26. The output of transformer 26 is converted to 1200 volts DC by rectifier 28 which includes a standard bridge rectifier circuit 30 and a filter capacitor 32. DC electrical energy from circuit 30 charges 8.1  $\mu$ F Co charging capacitor 42 in commutator module 40 as directed by HV power supply control board 21 which controls the operation of inverter 24 as shown in FIG. 1. Set points within HV power supply control board 21 are set by laser system control board 100.

The reader should note that in this embodiment as shown in FIG. 1 that pulse energy control for the laser system is provided by power supply module 20. The electrical circuits in commutator 40 and compression head 60 merely serve to amplify and compress the electrical energy stored on charging capacitor 42 by power supply module 20. As an example of this control, FIG. 1 indicates that control board 100 has controlled the power supply to provide 700 volts to charging capacitor 42 which during the charging cycle is isolated from the down stream circuits by solid state switch 46.

#### Commutator Module

Commutator module 40 comprises Co charging capacitor 42, which in this embodiment is a bank of capacitors connected in parallel to provide a total capacitance of  $8.1 \mu\text{F}$ . Voltage divider 44 provides a feedback voltage signal to the HV power supply control board 21 which is used by control board 21 to limit the charging of capacitor 42 to the voltage (called the "control voltage") which when formed into an electrical pulse and compressed and amplified in commutator 40 and compression head 60 will produce the desired discharge voltage on peaking capacitor 82 and across electrodes 83 and 84.

In this embodiment (designed to provide electrical pulses in the range of 3 Joules and 14,000 volts at a pulse rate of 2,000 pulses per second), about 250 microseconds (as indicated in FIG. 6A) are required for power supply 20 to charge the charging capacitor 42 to 700 volts. Therefore, charging capacitor 42 is fully charged and stable at the desired voltage when a signal from commutator control board 41 closes solid state switch 44 which initiates the very fast step of converting the 3 Joules of electrical energy stored on charging capacitor into a 14,000 volt discharge across electrodes 83 and 84. For this embodiment, solid state switch 46 is a IGBT switch, although other switch technologies such as SCRs, GTOs, MCTs, etc. could also be used. A 600 nH charging inductor 48 is in series with solid state switch 46 to temporarily limit the current through switch 46 while it closes to discharge the Co charging capacitor 42.

### Pulse Generation Stage

For the first stage of pulse generation 50, the charge on charging capacitor 42 is thus switched onto  $C_1$  8.5  $\mu$ F capacitor 52 in about 5  $\mu$ s as shown on FIG. 6B.

### First Stage of Compression

A saturable inductor 54 holds off the voltage on capacitor 52 and then becomes saturated allowing the transfer of charge from capacitor 52 through 1:23 step up pulse transformer 56 to  $C_{p1}$  capacitor 62 in a transfer time period of about 550 ns, as shown on FIG. 6C, for a first stage of compression 61.

The design of pulse transformer 56 is described below. Performance wise the transformer is an extremely efficient pulse transformer, transforming a 700 volt 17,500 ampere 550 ns pulse rate into a 16,100 volt, 760 ampere 550 ns pulse which is stored very temporarily on  $C_{p1}$  capacitor bank 62 in compression head module 60.

### Compression Head Module

Compression head module 60 further compresses the pulse.

### Second Stage of Compression

An  $L_{p1}$  saturable inductor 64 (with about 125 nH saturated inductance) holds off the voltage on 16.5 nF  $C_{p1}$  capacitor bank 62 for approximately 550 ns then allows the charge on  $C_{p1}$  to flow (in about 100 ns) onto 16.5 nF  $C_p$  peaking capacitor 82 located on the top of laser chamber 80 and which is electrically connected in parallel with electrodes 83 and 84. This transformation of a 550 ns long pulse into a 100 ns long pulse to charge  $C_p$  peaking capacitor 82 makes up the second stage and last of compression as indicated at 65 on FIG. 1.

### Laser Chamber Module

About 100 ns after the charge begins flowing onto peaking capacitor 82 mounted on top of and as a part of the laser chamber module 80, the voltage on peaking capacitor 82 has reached about 14,000 volts and discharge between the electrodes begins. The discharge lasts about 50 ns during which time lasing occurs within the resonance chamber of the excimer laser. The resonance chamber is defined by a line narrowing package 86 comprised in this example by a 3-prism beam expander, a tuning mirror and an eschelle grating and an output coupler 88 which in this example, comprises a 10 percent R mirror. The laser pulse for this laser is a narrow band 20 ns 248 nm pulse of about 10 mJ and the repetition rate is 2000 pulses per second. The pulses define a laser beam 90 and the pulses of the beam are monitored by photodiode 92.

### Control of Pulse Energy

The signal from photodiode 94 is transmitted to processor 102 in control board 100 and the processor uses this energy signal and preferably other historical pulse energy data to set the command voltage for the next and/or future pulses. In a preferred embodiment in which the laser operates in a series of short bursts (such as 100 pulse 0.5 second bursts at 2000 Hz separated by a dead time of about 0.1 second) processor 102 in control board 100 is programmed with a special algorithm which uses the most recent pulse energy signal along with the energy signal of all previous pulses in the burst along with other historical pulse profile data to select a control voltage for the subsequent pulse so as to minimize pulse-to-pulse energy variations and also to minimize burst-to-burst energy variations. This calculation is performed by processor 102 in control board 100 using this algorithm during a period of about 35  $\mu$ s. The laser pulses occur about 5  $\mu$ s following the  $T_o$  firing of IGBT switch 46 shown on FIG. 6C and about 20  $\mu$ s are required to collect the laser pulse energy data. (The start of the firing of switch 46 is called  $T_o$ .) Thus, a new control voltage value is thus ready (as shown on FIG. 6A) about 70 microseconds after the firing of IGBT switch 46 for the previous pulse (at 2,000 Hz the firing period is 500  $\mu$ s).

The features of this algorithm are described in greater detail in U.S. Patent Application Serial No. 09/034,870 which is incorporated herein by reference.

#### Energy Recovery

This preferred embodiment is provided with electronic circuitry which recovers excess energy on charging capacitor 42 from the previous pulse which substantially reduces waste energy and virtually eliminates after ringing in the laser chamber 80.

This is accomplished by the energy recovery circuit 57, composed of energy recovery inductor 58 and energy recovery diode 59, the series combination of the two connected in parallel across  $C_0$  charging capacitor 42. Because the impedance of the pulse power system is not exactly matched to that of the chamber and due to the fact that the chamber impedance varies several orders of magnitude during the pulse discharge, a negative going "reflection" is generated from the main pulse which propagates back towards the front end of the pulse generating system. After the excess energy has propagated back through the compression head 60 and the commutator 40, switch 46 opens up due to the removal of the trigger signal by the controller. The energy recovery circuit 57 reverses the polarity of the reflection which has generated a negative voltage on the charging capacitor 42 through resonant free wheeling (a half cycle of ringing of the L-C circuit made up of the charging capacitor 42 and the energy recovery inductor 58) as clamped against reversal of current in inductor 58 by diode 59. The net result is that substantially all of the reflected energy from the chamber 80 is recovered from each pulse and stored on charging capacitor 42 as a positive charge ready to be utilized for the next pulse. FIG. 6 is a time line chart showing the charges on capacitor  $C_0$ ,  $C_1$ ,  $C_{p1}$  and  $C_p$ . The chart shows the process of energy recovery on  $C_0$ .

### Magnetic Switch Biasing

In order to completely utilize the full B-H curve swing of the magnetic materials used in the saturable inductors, a DC bias current is provided such that each inductor is reverse saturated at the time a pulse is initiated by the closing of switch 46.

In the case of the commutator saturable inductors 48 and 54, this is accomplished by providing a bias current flow of approximately 15A backwards (compared to the normal pulse current flow) through the inductors. This bias current is provided by bias current source 120 through isolation inductor Lb1. Actual current flow travels from the power supply through the ground connection of the commutator, through the primary winding of the pulse transformer, through saturable inductor 54, through saturable inductor 48, and through isolation inductor Lb1 back to the bias current source 120 as indicated by arrows B1.

In the case of compression head saturable inductor, a bias current B2 of approximate 5A is provided from the second bias current source 126 through isolation inductor Lb2. At the compression head, the current splits and the majority B2-1 goes through saturable inductor Lp-1 64 and back through isolation inductor Lb3 back to the second bias current source 126. A smaller fraction of the current B2-2 travels back through the HV cable connecting the compression head 60 and the commutator 40, through the pulse transformer secondary winding to ground, and through a biasing resistor back to the second bias current source 126. This second smaller current is used to bias the pulse transformer so that it is also reset for the pulsed operation. The amount of current which splits into each of the two legs is determined by the resistance in each path and is intentionally adjusted such that each path receives the correct amount of bias current.

### Direction of Current Flow

In this embodiment, we refer to the flow of pulse energy through the system from the plant power source 10 to the electrodes and to ground beyond electrode 84 as "forward flow"

and this direction as the forward direction. When we refer to an electrical component such as a saturable inductor as being forward conducting we mean that it is biased into saturation to conduct "pulse energy" in a direction toward the electrodes. When it is reverse conducting it is biased into saturation to conduct energy in a direction away from the electrodes toward the charging capacitor. The actual direction of current flow (or electron flow) through the system depends on where you are within the system. The direction of current flow is now explained to eliminate this as a possible source of confusion.

In this preferred embodiment  $C_0$  is charged with (for example) a positive 700 volts such that when switch 46 is closed current flows from capacitor 42 through inductor 48 in a direction toward  $C_1$  capacitor 52 (which means that electrons are actually flowing in the reverse direction). Similarly, the current flow is from  $C_1$  capacitor 52 through the primary side of pulse transformer 56 toward ground. Thus, the direction of current and pulse energy is the same from charging capacitor 42 to pulse transformer 56. As explained below under the section entitled "Pulse Transformer" current flow in both the primary loops and the secondary loop of pulse transformer 56 are both toward ground. The result is that current flow between pulse transformer 56 and the electrodes during discharge is in the direction away from the electrodes toward transformer 56. Therefore, the direction of electron flow during discharge is from ground through the secondary of pulse transformer 56 temporarily onto  $C_{p1}$  capacitor 62 through inductor 64, temporarily onto  $C_p$  capacitor 82, through inductor 81, through electrode 84 (which is the discharge cathode) through the discharge plasma, through electrode 83 and back to ground. Thus, between pulse transformer 56, electrons flow in the same direction as the pulse energy during discharge.

Immediately following discharge currents and electron flow are reversed as explained above and special provisions have been made in this embodiment to deal with that reverse current flow as explained above in the section entitled Energy Recovery.

### Detailed Power Supply Description

A more detailed circuit diagram of the power supply portion of the preferred embodiment is shown in FIG. 3. As indicated in FIG. 3, rectifier 22 is a 6 pulse phase controlled rectifier with a plus 150v to -150V DC output. Inverter 24 is actually three inverters 24A, 24B and 24C. Inverters 24B and 24C are turned off when the voltage on 8  $\mu$ F Co charging capacitor 42 is 50 volts less than the command voltage and inverter 24A is turned off when the voltage on Co 42 slightly exceeds the command voltage. This procedure reduces the charge rate near the end of the charge. Step up transformers 26A, 26B and 26C are each rated at 7 kw and transform the voltage to 1200 volt AC.

Three bridge rectifier circuits 30A, 30B and 30C are shown. The HV power supply control board 21 converts a 12 bit digital command to an analog signal and compares it with a feedback signal 45 from Co voltage monitor 44. When the feedback voltage exceeds the command voltage, inverter 24A is turned off as discussed above, Q2 switch 34 closes to dissipate stored energy within the supply, Q3 isolation switch 36 opens to prevent any additional energy leaving the supply and Q1 bleed switch 38 closes to bleed down the voltage on Co 42 until the voltage on Co equals the command voltage. At that time Q1 opens.

### Detailed Commutator and Compression Head Description

The principal components of commutator 40 and compression head 60 are shown on FIGS. 1 and 2 and are discussed above with regard to the operation of the system. In this section, we describe details of fabrication of the commutator.

### Solid State Switch

Solid state switch 46 is an P/N CM 1000 HA-28H IGBT switch provided by Powerex, Inc. with offices in Youngwood, Pennsylvania.



### Inductors

Inductors 48, 54 and 64 are saturable inductors similar to those described in U.S. Patents 5,448,580 and 5,315,611. A top and section view of the saturable inductor 64 is shown respectively in FIGS. 8A and 8B. However, in the inductors of this embodiment, flux excluding metal pieces 301, 302, 303 and 304 are added as shown in FIG. 8B in order to reduce the leakage flux in the inductors. These flux excluding pieces greatly improve the pulse forming performance of the inductor in the system. The current makes four loops through vertical conductors. It enters at 305 travels down a large diameter conductor in the center labeled "1" and up six smaller conductors on the circumference also labeled "1". Other loops are similarly numbered and exits at 306. There is one additional equivalent turn formed by the flux exclusion metal itself and is the third turn in a five turn inductor. This has an advantage in that the voltage of the flux exclusion metal components is held at half the full voltage allowing a reduction in the safe hold-off spacing between the flux exclusion metal parts and the metal rods of the other turns.

### Capacitors

Capacitor banks 42, 52 and 62 are all comprised of banks of off-the-shelf capacitors connected in parallel. These capacitors are available from suppliers such as Murata with offices in Smyrna, Georgia. Applicants preferred method of connecting the capacitors and inductors is to bolt them to positive and negative terminals on special printed circuit board having heavy nickel coated copper leads in a manner similar to that described in U.S. Patent No. 5,448,580.

### Pulse Transformer

Pulse transformer 56 is also similar to the pulse transformer described in U.S. Patent Nos. 5,448,580 and 5,313,481; however, the pulse transformers of the present embodiment has only a single turn in the secondary winding and 23 induction units equivalent to 1/23 of a single primary turn. A drawing of pulse transformer 56 is shown in FIG. 4. Each of the 23 induction units comprise an aluminum spool 56A having two flanges (each with a flat

edge with threaded bolt holes) which are bolted to positive and negative terminals on printed circuit board 56B as shown along the bottom edge of FIG. 4. Insulators 56C separates the positive terminal of each spool from the negative terminal of the adjacent spool. Between the flanges of the spool is a hollow cylinder 1 1/16 inches long with a 0.875 OD with a wall thickness of about 1/32 inch. The spool is wrapped with one inch wide, 0.7 mil thick Metglas™ 2605 S3A and a 0.1 mil thick mylar film until the OD of the insulated Metglas™ wrapping is 2.24 inches. A prospective view of a single wrapped spool forming one primary winding is shown in FIG. 5.

The secondary of the transformer is a single OD stainless steel rod mounted within a tight fitting insulating tube of electrical glass. The winding is in four sections as shown in FIG. 4. The stainless steel secondary shown as 56D in FIG. 4 is grounded to a ground lead on printed circuit board 56B at 56E and the high voltage terminal is shown at 56F. As indicated above, a 700 volt pulse between the + and - terminals of the induction units will produce a minus 16,100 volt pulse at terminal 56F on the secondary side. This design provides very low leakage inductance permitting extremely fast output risetime.

#### Details of Laser Chamber Electrical Components

The Cp capacitor 82 is comprised of a bank of 28 0.59 nf capacitors mounted on top of the chamber pressure vessel. (Typically a KrF laser is operated with a lasing gas made up of 1.0% krypton, 0.1% fluorine, and the remainder neon.) The electrodes are each solid brass bars about 28 inches long which are separated by about 0.5 to 1.0 inch. In this embodiment, the top electrode is the cathode and the bottom electrode is connected to ground as indicated in FIG. 1.

#### OTHER EMBODIMENTS

##### Reverse Polarization

In the system described above Co is charged with a positive voltage and the flow of electrons is into the ground electrode of the laser chamber. The circuit can be easily

reversed with Co charged to a negative charging voltage of about 700 volts and the electron flow will be from the ground electrode to the high voltage electrodes. Also reverse flow of electrons across the electrode gap could be accomplished by changing the polarity of the secondary winding (i.e., the four-section stainless steel tube).

#### Bipolar Operation

FIG. 7 shows a modification which would permit bi-polar operation of the laser. In this case, two power supplies are provided one supplying +1200 volts and the other providing -1200 volts. In addition, switch 46 is duplicated so that we have 46A and 46B. When 46A is closed the polarity of system is like that described in detail above. However, with 46A open and switch 46B closes the resulting pulse is everywhere reversed and the electron flow across the discharge gap is from the ground electrode to the high voltage electrode (in this case about +14,000 volts). In this case, the energy recovery circuit 57 is not needed. Instead (for example) Co<sub>A</sub> is charged to +700 v at To 46A will close allowing Co<sub>A</sub> to discharge through inductor 48 then it will open and 46B will close permitting the reflected energy to be recovered on Co<sub>B</sub> after recovery of the energy 46B opens. Then Co<sub>B</sub> is charged to -700 v and at the next To 46B closes allowing Co<sub>B</sub> to discharge through the circuit. The result is alternating discharge directions. This embodiment should provide for more even wear of the electrodes.

#### Compression Head Mounting

This preferred embodiment of the present invention includes a compression head mounting technique shown in FIGS. 10A and 10B. FIG. 10 is a side section view of the laser system showing the location of the compressor lead module in relation to electrodes 83 and 84. This technique was designed to minimize the impedance associated with the compression lead chamber connection and at the same time facilitates quick replacement of the compression head. As shown in FIGS. 10A and 10B the ground connection is made with an approximately 28 inch long slot tab connection along the back side of the compression head as shown at 81A in FIG. 10A and 81B in FIG. 10B. The top of the slot

is fitted with flexible finger stock. A preferred finger stock material is sold under the tradename Multilam®.

The high voltage connection is made between a six-inch diameter smooth bottom of saturable inductor 64 and a mating array of flexible finger stock at 89 in FIG. 10A. As above, a preferred finger stock material is Multilam®. This arrangement permits the replacement of the compression head module for repair or preventative maintenance in about five minutes.

#### Pots and Pans Housing for Saturable Inductors

In prior art pulse power systems, oil leakage from electrical components has been a problem. In this preferred embodiment, oil insulated components are limited to the saturable inductors. Furthermore, the saturable inductors as shown in FIG. 8B are housed in a pot type oil containing housing in which all seal connections are located above the oil level to substantially eliminate the possibility of oil leakage. For example, the lowest seal in inductor 64 is shown at 308 in FIG. 8B.

#### Resonant Charging

In another preferred embodiment of the present invention, the power supply module described for the first preferred embodiment which utilizes two rectifiers, an inverter and a transformer as shown in FIGS. 1 and 2; is replaced by an off-the-shelf power supply and a resonance charging circuit. This latter approach provides much faster charging of the charging capacitor.

An electrical circuit showing this preferred embodiment is shown in FIG 9: In this case, a standard capacitor charging power supply 200 having a 480 VAC/40 amp input and a 1200 VDC 50 amp output is used. Such power supplies are available from suppliers such as Ecgar, Maxwell, Kaiser and Ale. This power supply continuously charges a 325 $\mu$ F capacitor 202 to the voltage level commanded 222 by the control board 204. The control

board 202 also commands IGBT switch 206 closed and open to transfer energy from capacitor 202 to capacitor 42. Inductor 208 sets up the transfer time constant in conjunction with capacitor 202 and 42. Control board 202 receives a voltage feedback 212 that is proportional to the voltage on capacitor 42 and a voltage feedback 214 that is proportional to the current flowing through inductor 208. From these two feedback signals control board 204 can calculate in real time the final voltage on capacitor 42 should IGBT switch 206 open at that instant of time. Therefore with a command voltage 210 fed into control board 204 a precise calculation can be made of the stored energy within capacitor 42 and inductor 208 to compare to the required charge voltage commanded 210. From this calculation, the control board 204 will determine the exact time in the charge cycle to open IGBT switch 206.

After IGBT switch 206 opens the energy stored in the magnetic field of inductor 208 will transfer to capacitor 42 through the diode path 216. The accuracy of the real time energy calculation will determine the amount of fluctuation either that will exist on the final voltage on capacitor 42. Due to the extreme charge rate of this system, too much dither will exist to meet the systems regulation requirements of  $\pm 0.05\%$ . Therefore a bleed down circuit will be used.

Bleed down circuit 216 will be commanded closed by the control board 204 when current flowing through inductor 208 stops. The time constant of capacitor 42 and resistor 220 will be sufficiently fast to bleed down capacitor 42 to the command voltage 210 without being an appreciable amount of the total charge cycle.

#### Faster Risetime

From recent test data taken on a number of excimer lasers, it appears that faster risetime voltage pulses applied to the laser chamber can have significant advantages in several areas including overall laser efficiency, energy stability, etc. The advantages of faster

risetimes appear to be even stronger for next generation (ArF and F<sub>2</sub>) lasers than current KrF lasers.

One reason for this is associated with the chamber discharge characteristics. At typical pressures and mixes required to support application requirements of narrow bandwidth, etc., the chamber breakdown may occur prior to full transfer of energy from the last stage in the pulsed power module to the chamber peaking capacitance. In this case, a faster risetime output pulse allows more efficient energy transfer to the chamber peaking capacitance before the chamber discharge begins.

Traditionally, faster risetime pulses from a magnetic modulator simply require more stages of pulse compression time since the initial pulse is typically limited by the primary switching devices. The advantage of this specific approach is that additional pulse compression stages (with their added complications of reduced efficiency, increased cost, etc.) have not been required.

In this case, the faster output risetime has been provided by improvements in earlier compression stage hardware as well as a redesigned output stage.

In order to achieve the faster risetime output of the pulse power system, the output reactor of this specific example has been redesigned to use fewer turns in the toroidal shaped inductor. Additional core material has been included in the revised magnetic switch by including another 0.5" thick core. Since the saturated inductance goes as the square of the number of turns in the switch, reducing the number of turns from 5 to 2 has a significant impact in reducing the overall inductance (in spite of the fact that the height of the switch has increased). The disadvantage of this approach is that additional leakage voltage will be applied to the laser chamber during the time that voltage is building up on the magnetic switch, since the un-saturated inductance is also reduced due to the turns reduction. If this is undesirable, other approaches are available to reduce the effects of this leakage voltage.

Since the volt-second product of the switch is also proportional to the number of turns, additional material must be added to the switch to keep the same volt-second product required for the design. Unfortunately, core losses are also proportional to the volume of magnetic material. As a result, it is desirable to minimize the core material for efficiency as well as the initial cost of the material. As described above, one additional core has been added to the pre-existing 3 cores and each core has been re-designed to increase the cross-sectional area. However, these modifications still do not completely account for the reduction in volt-seconds due to the turns reduction. One solution to this issue is to improve the output risetime of previous stages such that a faster transfer time is provided. This, in turn, reduces the required volt-second product and reduces the core material requirements for the output stage switch.

The previous stage output risetime can be reduced by a combination of approaches. Approximately  $\frac{1}{2}$  of the inductance of the existing circuit is associated with the previous magnetic switch saturated inductance. As a result, the previous switch can also be re-designed to reduce this parameter. This can be done in a similar manner to the approach taken with the output stage switch (by reducing the number of turns). In this case, however, the existing design uses only 1 turn. As a result, the only alternative is to modify the saturated inductance by increasing the magnetic path length of the cores (since the saturated inductance is inversely proportional to this parameter). Other approaches to reducing the circuit inductance include reducing the cable connection length between the two SSPPM modules and reducing other various circuit stray inductances (e.g. increasing the number of individual capacitors associated with each energy storage stage since the stray inductance is the parallel inductance of each capacitor). The initial pulse generation stage can also be made faster as long as the "start" switch is capable of increased peak current levels and  $di/dt$  levels.

### Reduced Leakage Current

As stated above, a potential problem with magnetic pulse compression circuits is the leakage current from the output stage that occurs while the last compression stage is charging. This leakage current can lead to a rise in voltage across the laser electrodes prior to application of the main voltage pulse. If this pre-pulse voltage rise is too high the discharge laser performance can be adversely affected.

One example of an adverse effect from the pre-pulse voltage rise is premature "light-off" of the corona tube used for pre-ionization of the laser gas. Corona tube pre-ionization uses a high electric field across an insulating surface to generate a corona in the laser gas near an insulating surface. This corona creates short wavelength UV radiation that in turn ionizes the laser gas within the volume between the laser electrodes. If the pre-pulse voltage rise caused by leakage current from the output stage of the magnetic compression circuit becomes too high, then the corona will be created too soon before the main voltage pulse and much of the ionization will be lost before the main discharge event.

The modifications described below provides a compact and efficient method for substantially eliminating the pre-pulse voltage rise caused by this leakage current. The modifications consists of an additional compression stage added to the previously described magnetic pulse compression circuit. This additional stage can be made to have no compression itself, but simply perform the function of preventing the leakage current from the previous stage from reaching the laser.

In the magnetic pulse compression circuit shown in FIG. 1, the laser's peaking capacitance and head inductance are represented by  $C_p$  and  $L_p$ . The capacitance and saturable inductance of the last stage of the compression circuit are represented by  $C_{p-1}$  and  $L_{p-1}$ . The stages prior to the last stage are represented by  $C_1$  and  $L_1$ .



It is the leakage through  $L_{p-1}$  and  $C_{p-1}$  is charging that causes a voltage rise on  $C_p$  and thus a voltage across the laser electrodes. A common method for mitigating this leakage current is to install one more stage between  $C_{p-1}$  and  $C_p$ .

The disadvantages of using an additional stage for the sole purpose of blocking the leakage current are additional expense, size, and most importantly energy loss. This stage must be designed with the voltage hold-off able to handle the full energy of the main pulse as it is stored on the blocking capacitor. The volt-second product of the blocking saturable inductor must also be large enough to hold-off until full transfer from  $C_{p-1}$  to the blocking capacitor occurs. Creating a design capable of handling these requirements is not impossible, but entails the use of a great many expensive components (i.e., high voltage capacitors, high speed saturable magnetic material, and high dielectric strength insulators).

The energy losses associated with this blocking stage can be considerable. Since this stage must operate at the charge time of the final output stage, typically 50-150 ns, losses due to dissipation in the high voltage capacitors and saturation losses in the magnetic material of the inductor can be as much as 10-20% of the total main pulse energy. It may be possible to increase the amount of energy sent into the compression circuit to compensate for this loss, but each stage must then be re-designed with extra saturable material to accommodate this additional stored energy.

The heat load placed on this blocking stage can also be problematic. Because the final stage must have fast risetime, stray inductance must be kept to a minimum. To achieve a low stray inductance, components must be kept close to each other. Such a design criteria is opposite to the requirements for many efficient heat transfer mechanisms. Use of cooling fluids such as dielectric oil can help in heat extraction, but the potential for spillage of this oil in a modern integrated circuit fabrication facility is unacceptable.

A typical pre-pulse voltage rise caused by leakage current is shown in FIG. 6C. (See the  $C_p$  voltage curve.) A blocking stage like the one described above must have sufficient volt\* seconds to hold off both the leakage and the main 20kV pulse. The area under the voltage curve for the leakage is much less than that for the main pulse, by a factor of up to 100X. If a circuit were implemented that held off for only a volt\* second product equivalent to the area under the leakage, a considerable reduction in magnetic material would be realized.

Such a circuit is shown in FIG 11 which is a modification of FIG. 2. The laser's peaking capacitance,  $C_p$ , is split into two groups called  $C_{p1}$  and  $C_{p2}$  such that the sum of  $C_{p1}$  and  $C_{p2}$  equals  $C_p$  of the FIG. 2 circuit. The  $C_{p2}$  capacitance is attached to the chamber in the standard way and thus the inductance between  $C_{p2}$  and the laser electrodes,  $L_{p2}$ , has the same value as the standard configuration,  $L_p$ . The second portion,  $C_{p1}$ , is separated from the laser electrodes and  $C_{p2}$  by a saturable inductor,  $L_{p1}$ . For reasons stated below, the saturated inductance of  $L_{p1}$  can be made similar in value to the standard head inductance  $L_p$ .

As leakage current passes through  $L_{p1}$  while  $C_{p1}$  is charging, this current will cause a voltage rise on  $C_{p1}$ . Because of the saturable inductor,  $L_{p1}$ , this voltage will not be placed across  $C_{p2}$  or the laser electrodes. The volt\* second product of  $L_{p1}$  is chosen not to hold off the main pulse generated by the compression circuit, but instead it is sized only to hold off the voltage on  $C_{p1}$  caused by the leakage current from the compression circuit. Once  $C_{p1}$  is fully charged and  $L_{p1}$  saturates,  $L_{p1}$  also saturates so that there is a low inductance path between  $C_{p1}$  and  $C_{p2}$  consisting of the series combination of  $L_{p1}$  (saturated) and  $L_{p2}$ . This series combination is typically ten times smaller than the saturated inductance of the last compression stage,  $L_{p1}$ , so it has little or no effect on the transfer time from  $C_{p1}$  to the parallel combination of  $C_{p1}$  and  $C_{p2}$ .

The reason that the saturated inductance of  $L_{p1}$  can be made essentially the same as  $L_p$  (and thus the same as  $L_{p2}$ ), is that the volt\* second requirements are extremely small and the maximum voltage potential ever impressed across  $L_{p1}$  is less than 1kV. Since the voltage hold-off across  $L_{p1}$  is less than 1kV, a single sheet of .005" thick Kapton could be used as the insulator between the  $C_{p1}$  capacitor buss 102 and the  $C_{p2}$  capacitor buss. (The location of the thin sheet is indicated at 104 but it is too small to see on the drawing.) Such a small separation between each capacitor buss leads to a very small loop area and thus very low inductance.

The saturable inductor  $L_{p1}$ , itself can be made to have very low saturated inductance since the amount of magnetic material required is so small (due to the low volt\* second requirements).

A detailed drawing of a preferred embodiment is shown in FIG. 5. The solid plate 100 shown in FIG. 12 is the buss for connecting the  $C_{p2}$  capacitors to the chamber's electrical feed-throughs. The much smaller plate 102 is the buss for connecting the  $C_{p1}$  capacitors to the compression head and to the top of the saturable inductor,  $L_{p1}$  which is created with conductor material 106 and coils 108 of tape comprised of a magnetic metal alloy, such as Metglass™ which is a commonly used material for constructing saturable inductors. This combination of conductor and magnetic material also serves to define L2 in the embodiment. In this case current downward from  $C_{p1}$  and sideways from  $C_{p2}$ .

A choice must be made as to how to partition the  $C_p$  capacitance into  $C_{p1}$  and  $C_{p2}$ . There are two considerations when making this design decision. The first is the size of  $C_{p1}$ . If  $C_{p1}$  is made very small then the voltage rise on  $C_{p1}$  caused by the leakage current through  $L_{p1}$  will be large and the volt\* second product of the  $L_{p1}$  saturable inductor will need to be large. This consideration tends to drive the  $C_{p1}$  value to a larger fraction of the total  $C_p$  capacitance.

The second consideration is the size of  $C_{p2}$ . If  $C_{p2}$  is made small then the small spurious amounts of electrical energy that propagate between compression stages after the main pulse can lead to a large voltage spike on  $C_{p2}$ . These spurious voltage spikes are commonly called late time blips and have been shown to cause electrode erosion if they have sufficient voltage to breakdown the laser gas. Increasing the size of  $C_{p2}$  would reduce the voltage levels caused by late time blips and thus mitigate the possibility of gas breakdown.

Unfortunately, these two considerations lead to opposing desires for the sizes of  $C_{p1}$  and  $C_{p2}$ . It has been found that a range for  $C_{p1}$  between  $1/3$  and  $2/3$  of the total  $C_p$  can lead to satisfactory results. As long as the energy in late time blips can be minimized,  $C_{p1}$  should be made as large as possible to reduce the required volt\* seconds for the  $L_{p1}$  saturable inductor. Reducing the volt\* second requirements on  $L_{p1}$  make for lesser magnetic material requirements, smaller heat loading, and reduced saturated inductance.

---

Persons skilled in the art will recognize that many other embodiments of the present invention are possible based on the teachings expressed in the above disclosure.

Therefore, the reader should determine the scope of the present invention by the appended claims and their legal equivalents.

## CLAIMS

### WE CLAIM:

1. A high pulse rate pulse power source providing pulse power to a pair of electrodes comprising:

A) a pulse generating circuit, comprising:

- 1) a charging capacitor for storing a charge at voltages in excess of 600 volts,
- 2) a solid state switch, and
- 3) a current limiting inductor;

for generating electrical pulses with electrical energy in excess of 3 Joules and with peak voltages in excess of 600 volts;

B) at least two pulse compression circuits, defining a first compression circuit providing a first pulse compression and a second compression circuit providing a second pulse compression, each compression circuit comprising a bank of capacitors and a saturable inductor, said second pulse compression circuit comprising a second saturable inductor having less than 6 turns;

C) step-up pulse transformer for increasing the peak voltage of the electrical pulses to at least 12,000 volts said pulse transformer comprising a plurality of electrically parallel primary windings and a secondary winding comprises at least one substantially straight conductor;

D) a very fast regulated power supply for charging said charging capacitor with at least 3 Joules of electrical energy at voltages of at least 600 volts, in less than 400 microseconds, and

E) a very fast pulse control system comprising a processor for controlling the charging of said charging capacitor to an accuracy of less than one percent at a rate at least 2000 charges per second.

2. A pulse power source as in Claim 1 wherein said saturable inductor in said second pulse compression circuit comprises less than three turns.
3. A pulse power source as in Claim 1 wherein said second pulse compression circuit comprises a single bank of peaking capacitors.
4. A pulse power source as in Claim 1 wherein said second pulse compression circuit comprises two separate banks of capacitors each bank is isolated from said electrodes by an inductance.
5. A pulse power source as in Claim 4 wherein said inductance is provided by a single saturable inductor.
6. A pulse power source as in Claim 1 wherein said step-up transformer is a part of said first compression circuit.
7. A pulse power source as in Claim 1 wherein said at least one substantially straight conductor, four straight rods electrically connected in series.
8. A pulse power source as in Claim 1 wherein said plurality of primary windings is at least 20 primary windings.
9. A pulse power source as in Claim 1 wherein said regulated power supply comprises a bleed-down circuit comprising a switch and a resistor for bleeding down to voltage on said charging capacitor to a desired control voltage.

10. A pulse power source as in Claim 1 wherein said source is a component of an electric discharge laser and furnishes electrical pulses to generate discharges between electrodes of said laser to generate laser pulses each pulse defining a pulse energy.

11. A pulse power source as in Claim 10 and further comprising a pulse energy monitor for monitoring energy of said laser pulses.

12. A pulse power source as in Claim 11 said processor for controlling the charging of said charging capacitor is programmed with an algorithm for calculating a control voltage for a pulse on the basis of pulse energy of at least one previous pulse.

13. A pulse power source as in Claim 12 wherein said at least one previous pulse comprises all the pulses in a burst of pulses.

14. A pulse power source as in Claim 13 wherein said at least one pulse also includes pulses in earlier bursts.

15. A pulse power source as in Claim 1 wherein said at least two compression circuits is two compression circuits and the capacitor in said second compression circuit is a peaking capacitor.

16. A pulse power source as in Claim 1 wherein said pulse generating circuit, said compression circuits, said pulse transformer and said power supply are fabricated into modules comprising components of an electric discharge laser system defining two electrodes.

17. A pulse power source as in Claim 16 wherein said laser system is an excimer laser system.
18. A pulse power system as in Claim 17 wherein said excimer laser system is a KrF laser system.
19. A pulse power system as in Claim 18 wherein said modules are air cooled.
20. A pulse power system as in Claim 19 wherein said saturable inductors are immersed transformer oil defining an oil level contained in a pot type container having at least one real function wherein said oil level is below all of said at least one seal junction.
21. A pulse power system as in Claim 1 wherein at least one of said saturable inductors comprise at least one flux excluding piece.
22. A pulse power system as in Claim 1 wherein said capacitor and inductors are connected electrically using copper clad printed circuit boards and bolts for connecting the capacitors and inductors to the printed circuit boards.
23. A pulse power system as in Claim 16 wherein one of said two electrodes is connected to a ground and said pulse power system provides a negative high voltage to the other of said two electrodes.
24. A pulse power system as in Claim 16 wherein one of said two electrodes is connected to a ground and said pulse power system provides a positive high voltage to the other of said two electrodes.



25. A pulse power system as in Claim 16 wherein said pulse generating circuit is a first pulse generating circuit for generating negative pulses and further comprising a second pulse generating circuit for generating positive pulses, wherein said first pulse generating circuit and said second pulse generating circuit are controlled to produce alternating pulses to produce bipolar operation of the electric discharge laser.

26. A pulse power system as in Claim 17 wherein said excimer laser system is an ArF laser system.

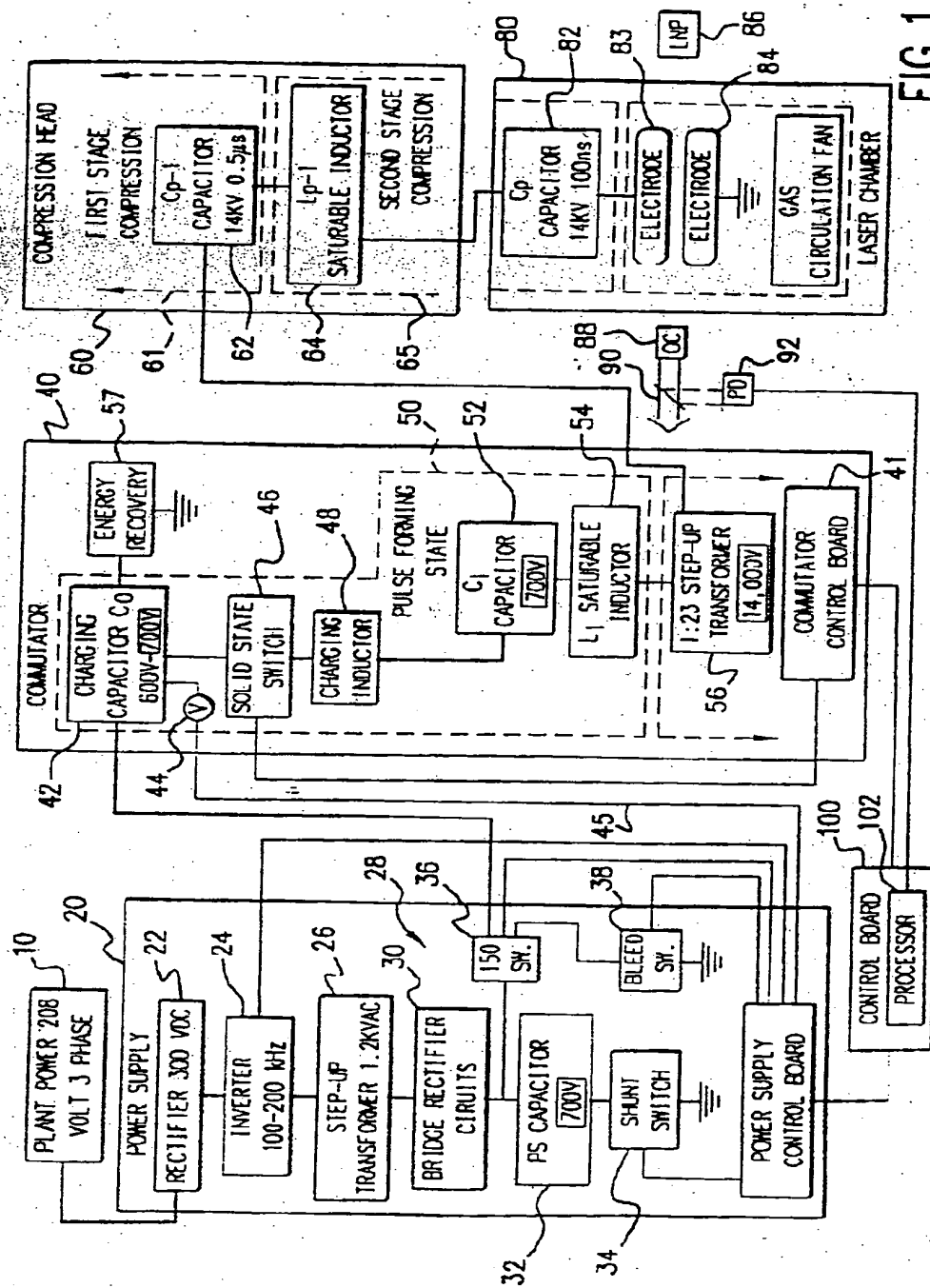


FIG. 1

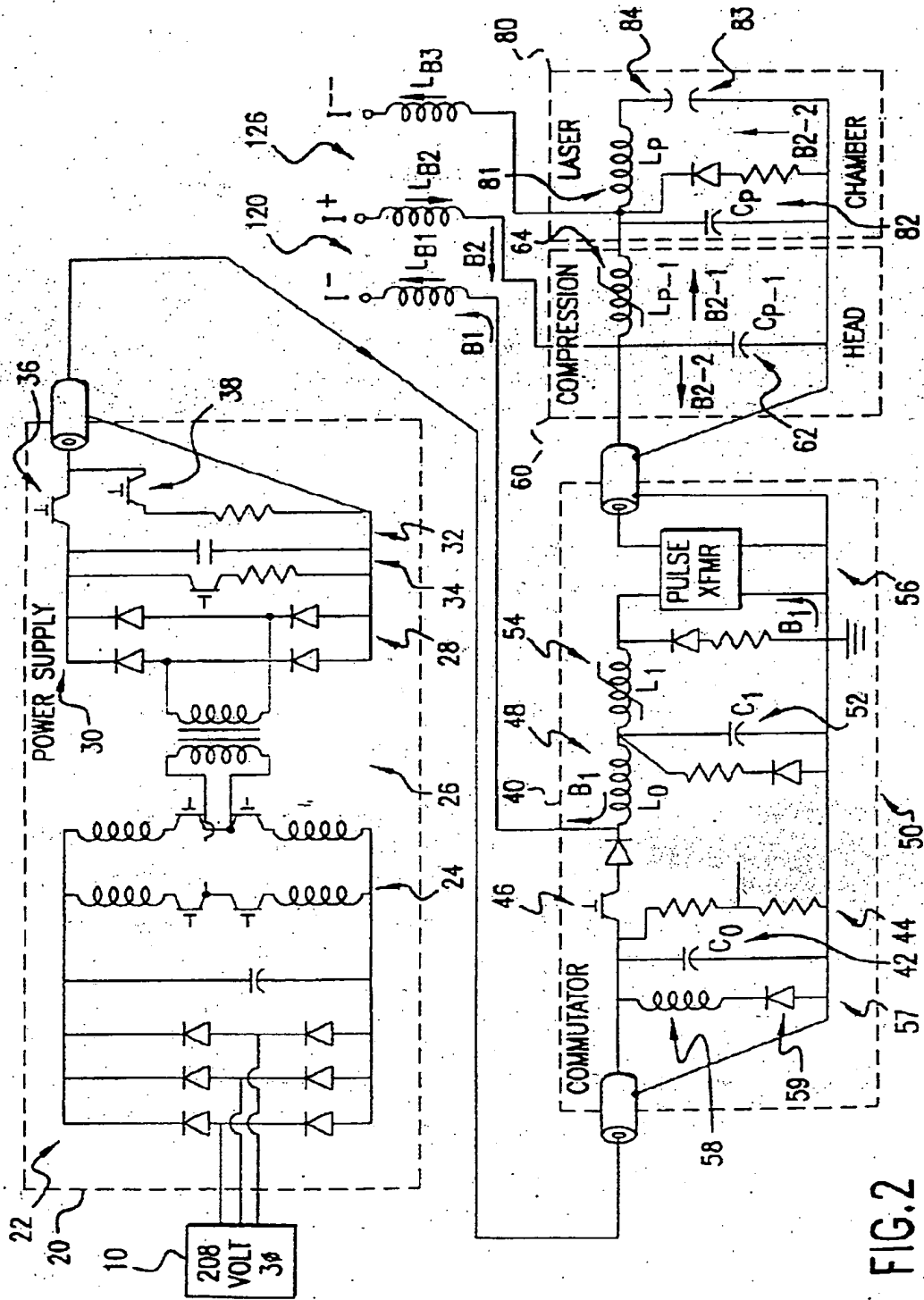


FIG. 2

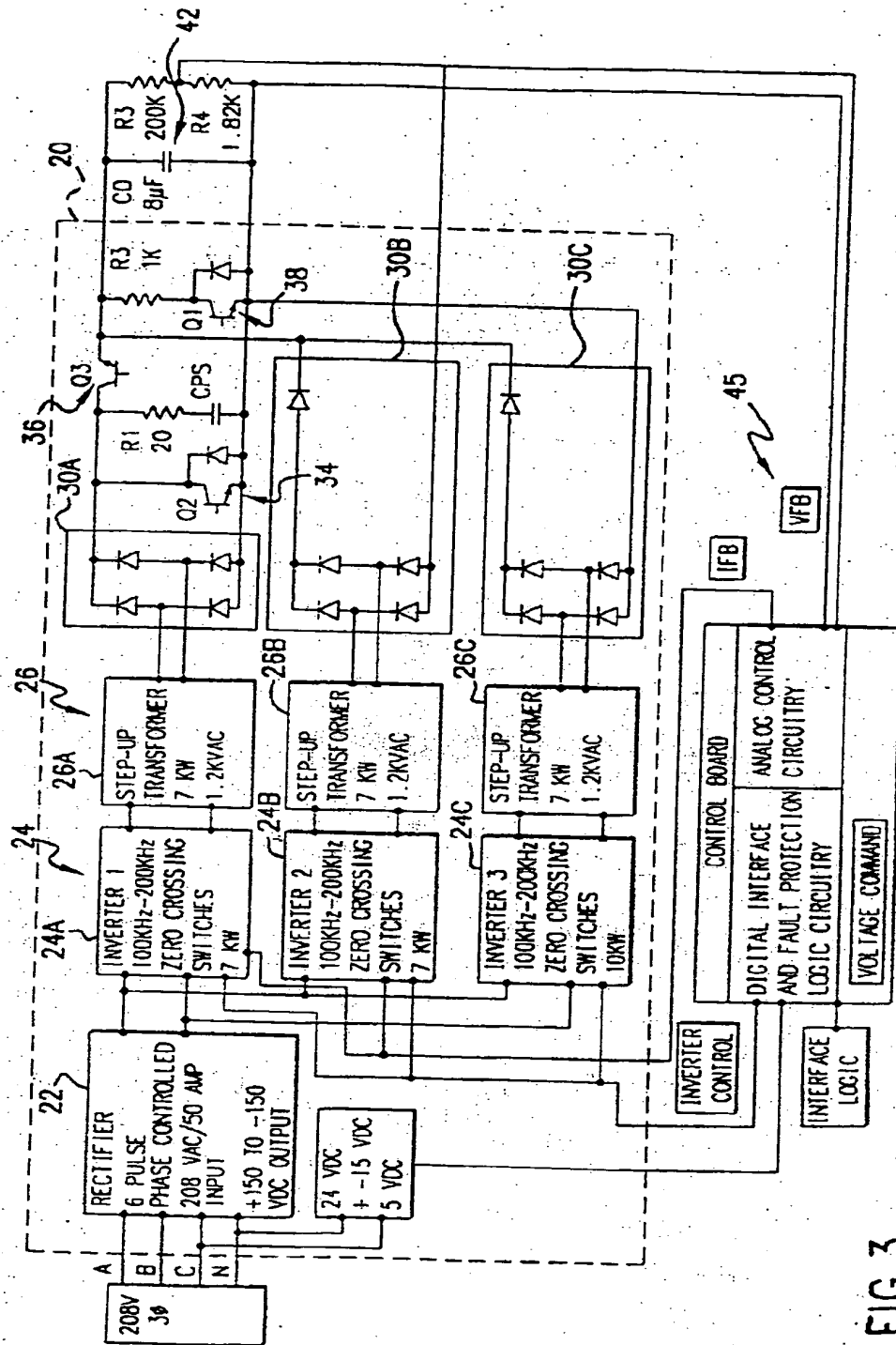


FIG.3

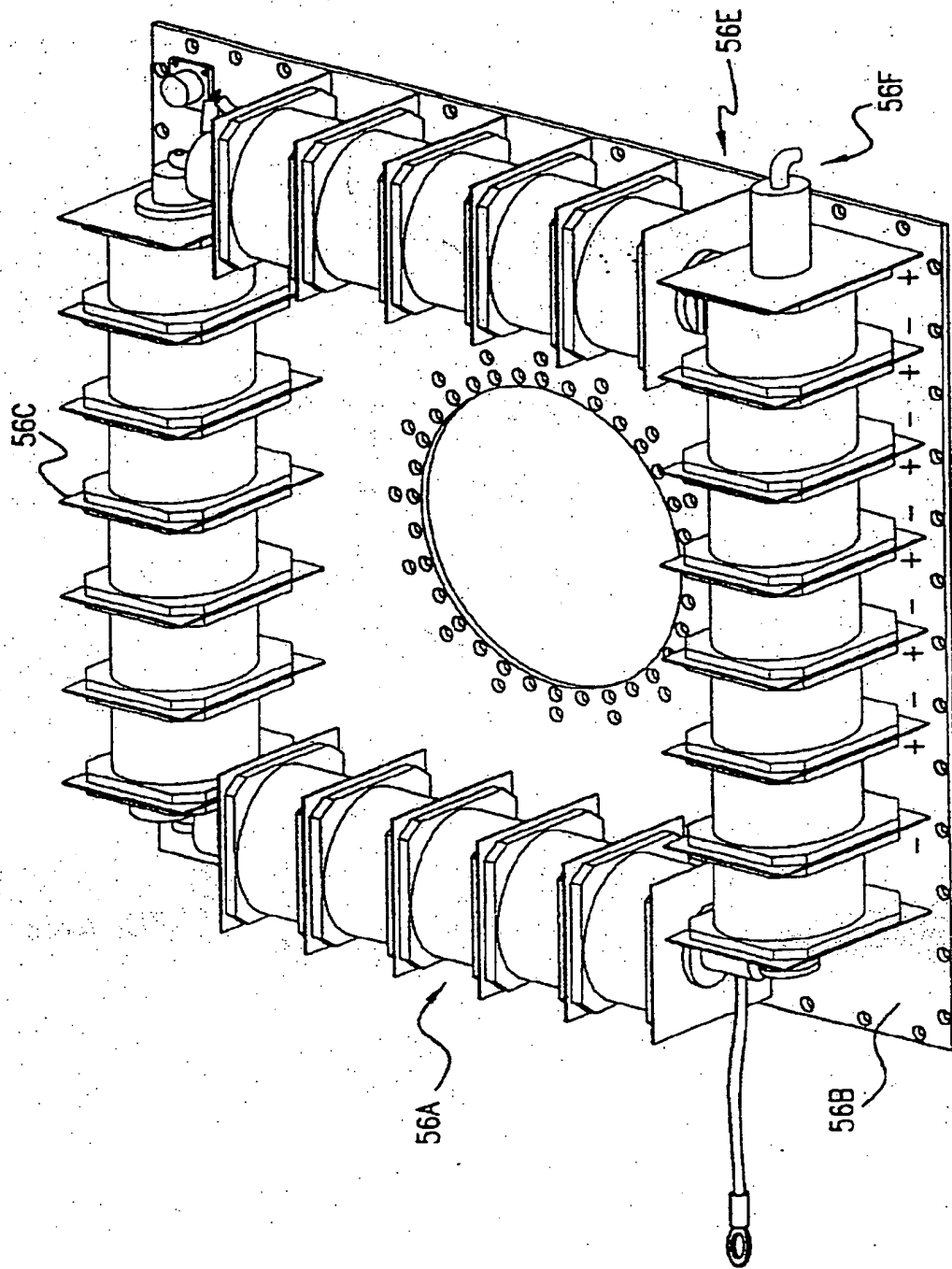


FIG. 4

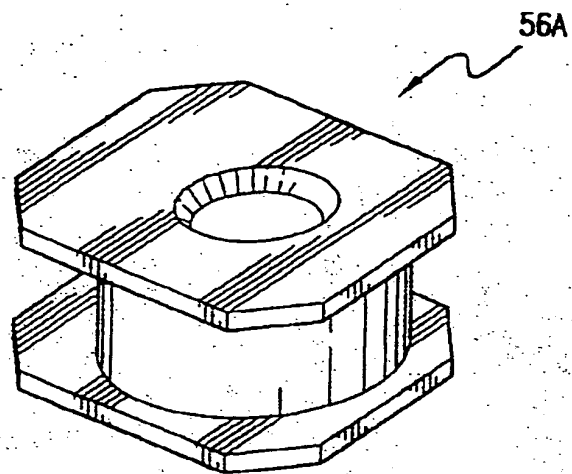
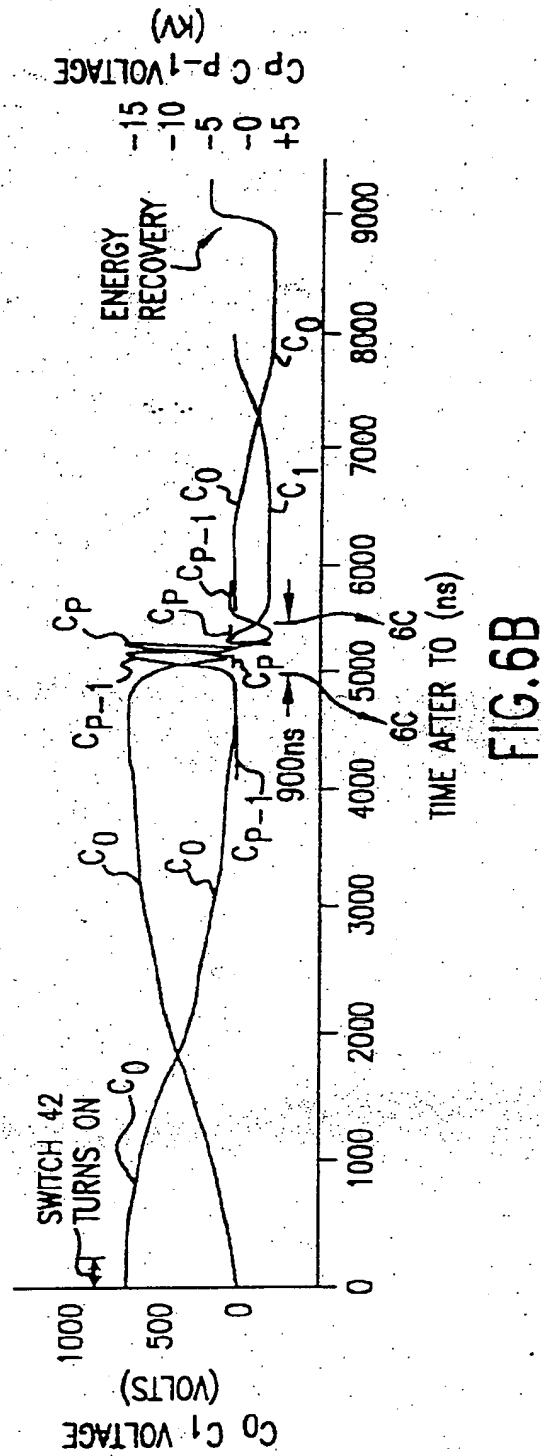
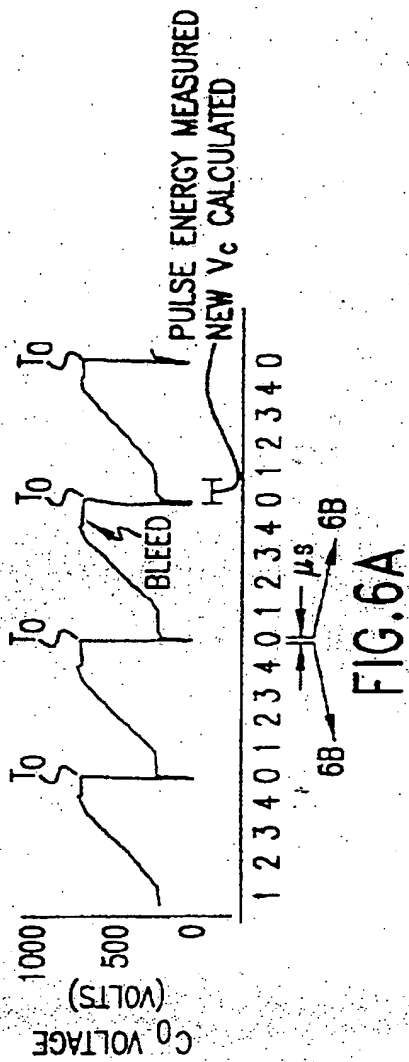


FIG.5



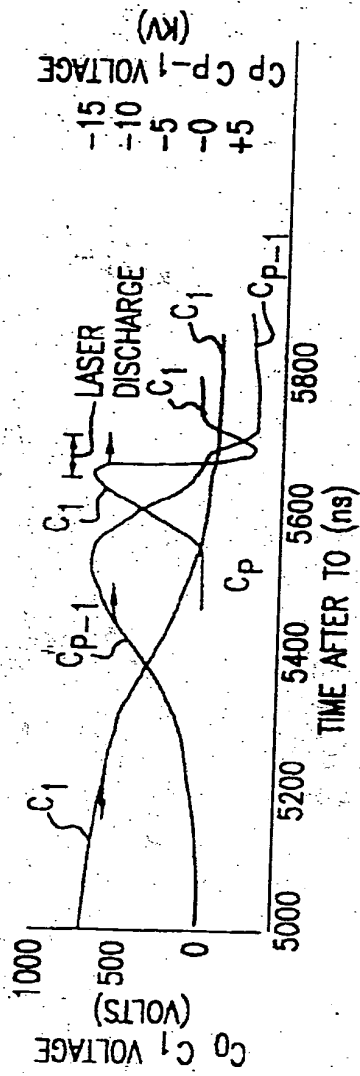


FIG.6C



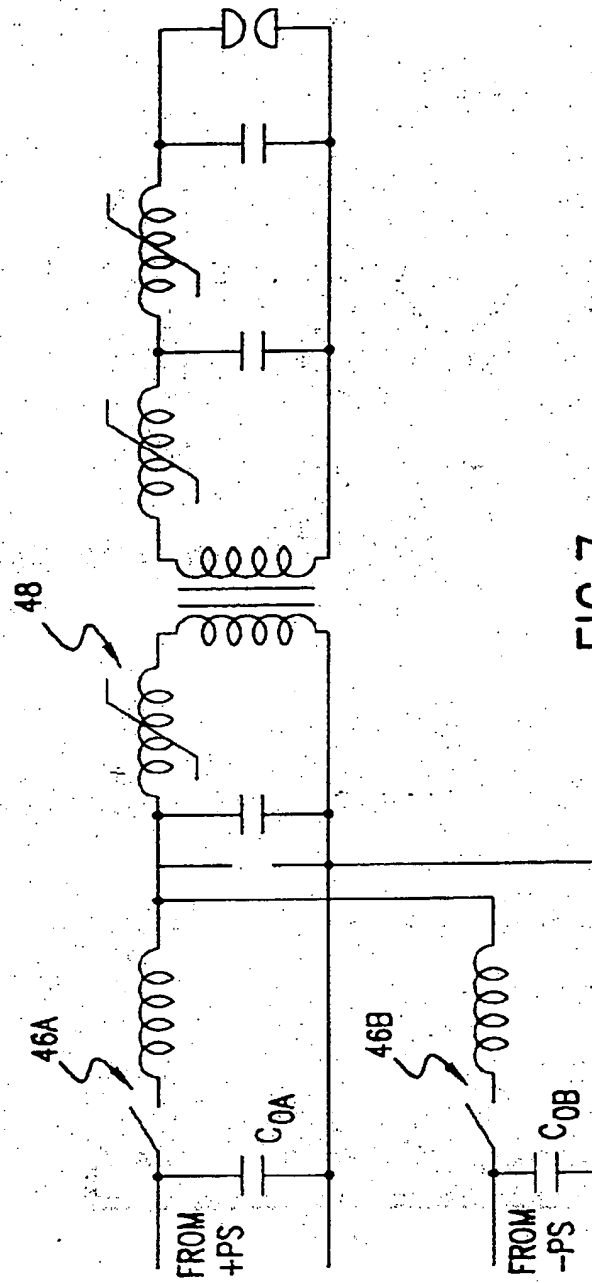


FIG.7

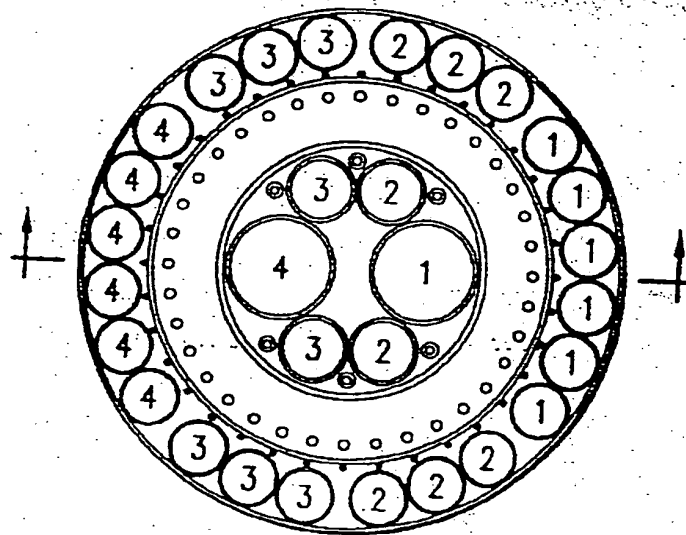


FIG. 8A

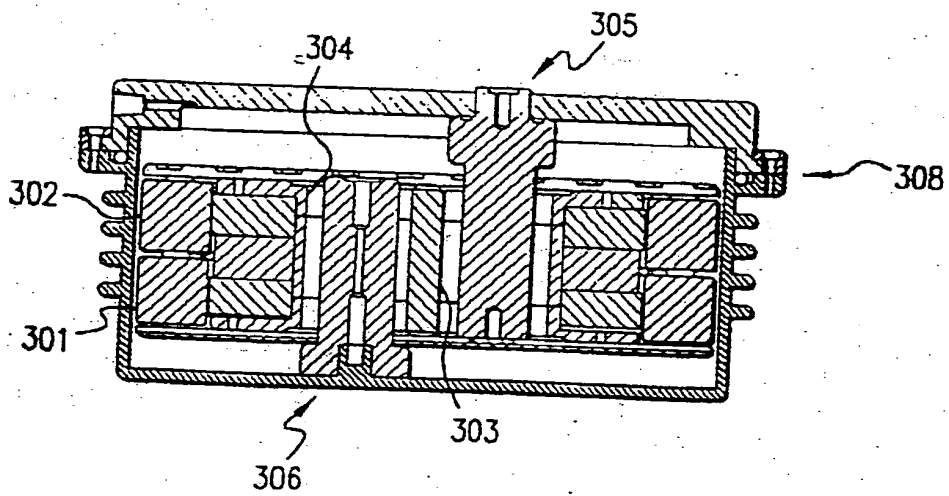


FIG. 8B

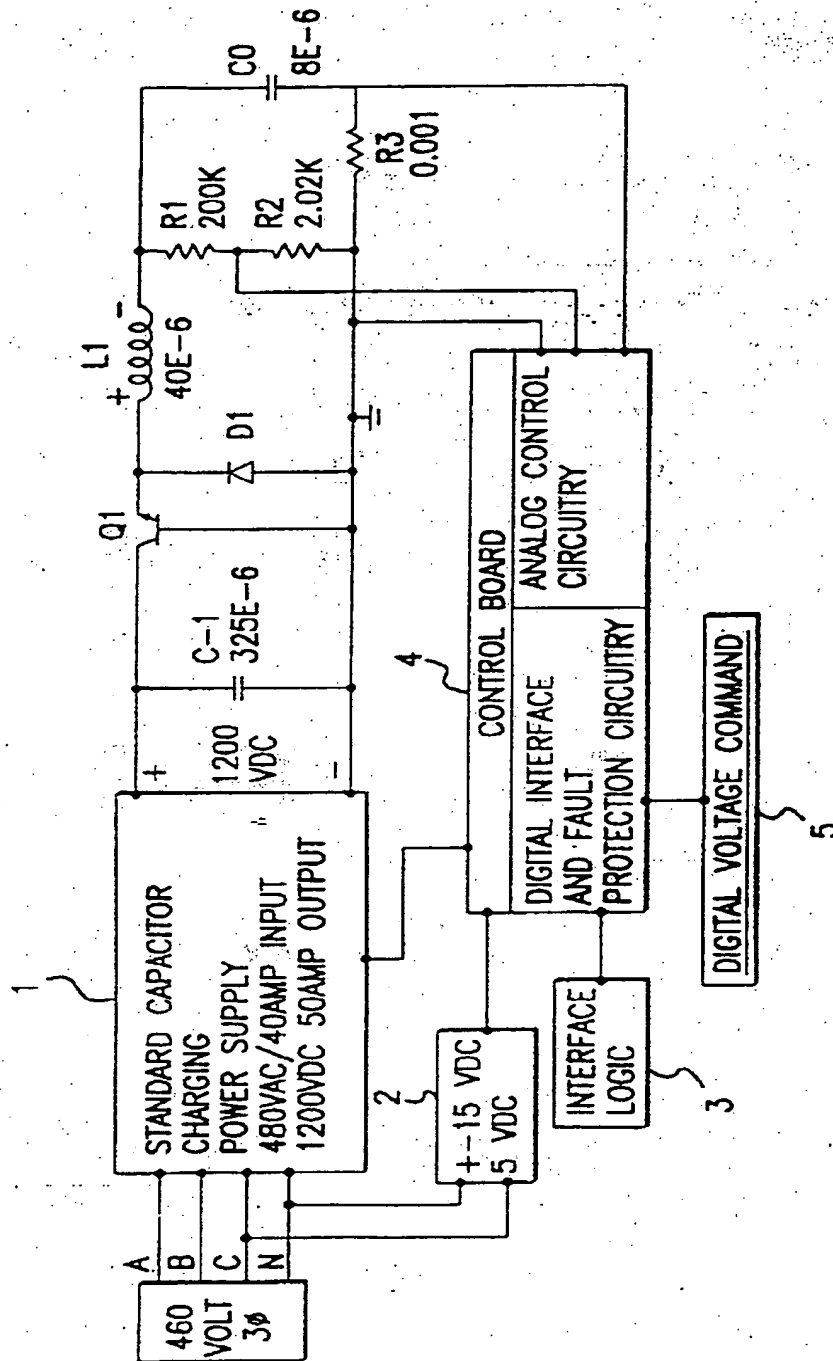


FIG.9

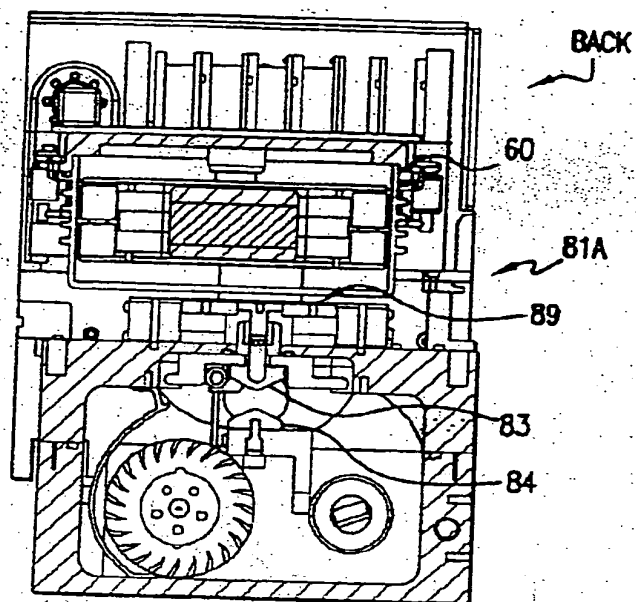


FIG.10A

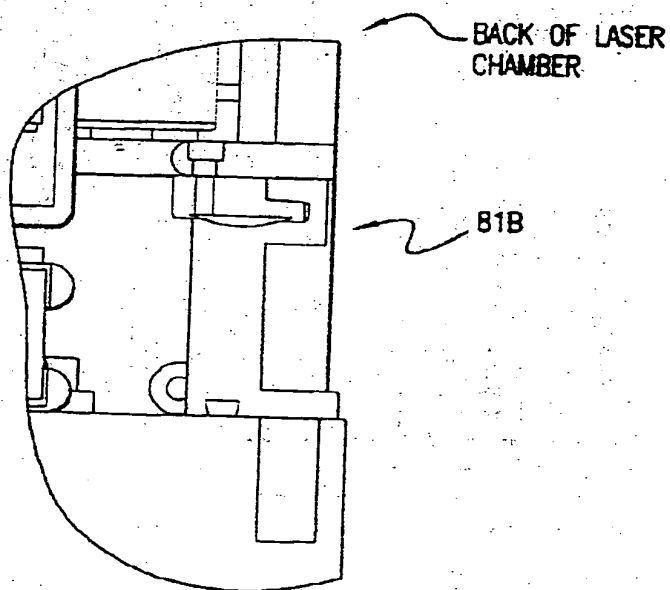
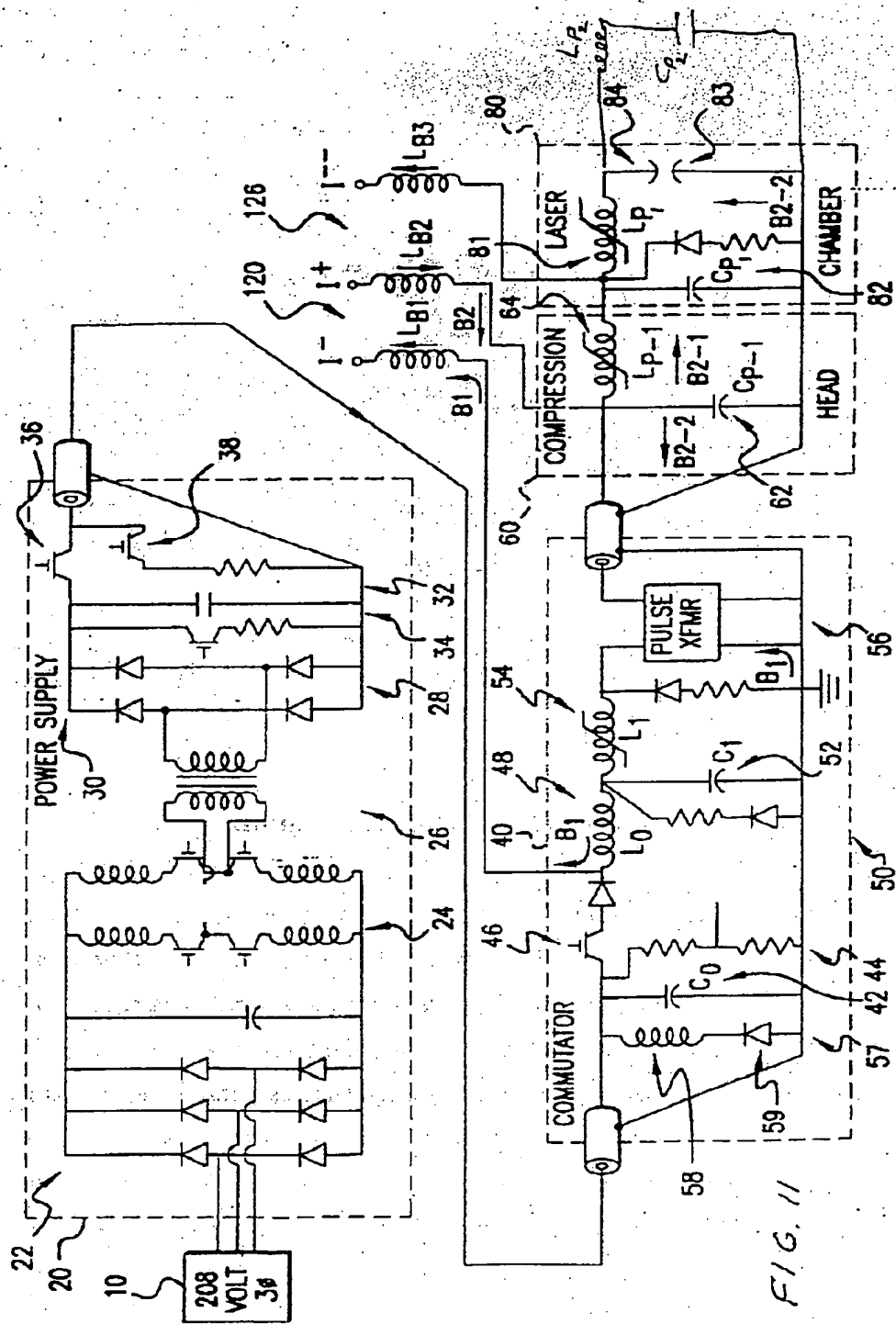


FIG.10B



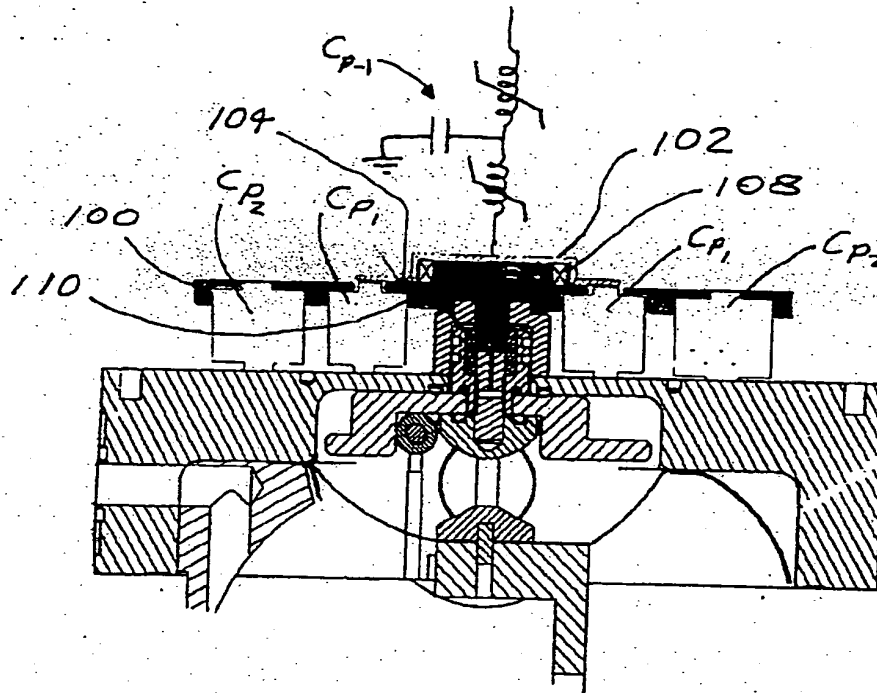


FIG. 12

### ABSTRACT OF THE DISCLOSURE

A high pulse rate pulse power source for supplying controlled high energy electrical pulses at rates of 2000 Hz or greater. The source includes a pulse generating circuit including a charging capacitor, a solid state switch and a current limiting inductor. Pulses generated in the pulse generating circuit are compressed in at least two pulse compression circuits and a step-up pulse transformer increases peak voltage to at least 12,000 volts. A very fast regulated power supply is provided for charging the charging capacitor in less than 400 microseconds and a pulse control system including a programmed processor controls the charging of the charging capacitor to an accuracy of less than about one percent at a rate of at least 2000 charges per second.